

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Національний університет «Запорізька політехніка»

КОНСПЕКТ лекцій з дисципліни  
Основи електроніки та мікропроцесорної  
техніки.  
для студентів спеціальності 132 “Матеріалознавство”  
усіх форм навчання

КОНСПЕКТ лекцій з дисципліни “ Основи електроніки та мікропроцесорної техніки ” для студентів спеціальності 132 “Матеріалознавство” усіх форм навчання/ Укл.: М.Л.Антонов, Є.В.Васильєва - Запоріжжя: НУ«Запорізька політехніка», 2020-60с.

Укладачі: М.Л.Антонов, доцент,  
канд. техн. наук;  
Є.В.Васильєва, старший  
викладач

Рецензенти: А.Є.Казурова, доцент,  
канд. техн. наук

Відповідальний  
за випуск: Є.В.Васильєва, старший  
викладач

Затверджено  
на засіданні кафедри “ЕПА ”  
Протокол № 9  
від “ 24 ” лютого 2020.

Рекомендовано до  
видання НМК ЕТФ  
Протокол № 7  
від “ 5 ” березня 2020.

## ЗМІСТ

1 ВИПРЯМЛЯЧІ .....	4
1.1 Загальні відомості та класифікація .....	4
1.2 Експлуатаційні параметри і характеристики випрямлячів .....	8
1.3 Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження .....	9
1.4 Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження ...	13
2 ТРИФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ .....	15
2.1 Схема Міткевича .....	16
2.2 Схема Ларіонова .....	18
3 ЗГЛАДЖУЮЧІ ФІЛЬТРИ .....	22
3.1 Основні поняття про фільтри .....	22
3.2 Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-ємнісне навантаження .....	24
3.3 Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-індуктивне навантаження .....	28
3.4 Деякі особливості роботи фільтрів .....	33
4 ЗОВНІШНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИПРЯМЛЯЧІВ .....	35
5 СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ .....	36
5.1 Параметричні стабілізатори .....	36
5.2 Компенсаційні стабілізатори .....	39
6 СТАБІЛІЗАТОРИ СТРУМУ .....	42
7 КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ .....	45
7.1 Методи і пристрої регулювання напруги постійного струму .....	45
7.2 Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом .....	52
7.3 Робота керованого випрямляча на активно індуктивне навантаження .....	55
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....	58

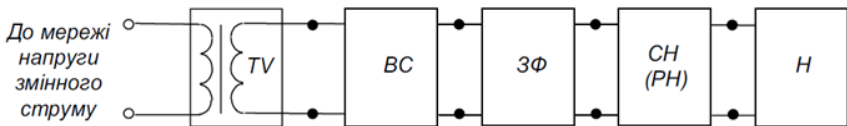
# 1 ВИПРЯМЛЯЧІ

## 1.1 Загальні відомості та класифікація

Електрична енергія виробляється централізовано і малопотужним споживачам постачається з параметрами 220 В, 50 Гц, а потужним - 380 В, 50 Гц. Але навантажень, що розраховані саме на такі параметри живлення, не так вже й багато. Це можуть бути, наприклад, нагрівачі (перетворюють електричну енергію у теплову), освітлювальні прилади (перетворюють електричну енергію у світлову), двигуни змінного струму (перетворення у механічну енергію з обертанням), електромагніти (у механічну енергію з зворотно-поступальним рухом), індукційні нагрівачі (у енергію електромагнітного поля, наприклад, для плавлення металу), електричний дзвінок (перетворює електричну енергію у звукову). А величезна (основна) кількість інших споживачів, наприклад, двигуни постійного струму, гальванічні установки, і безмежна кількість підсилювачів у складі пристроїв інформаційної електроніки, вимагають для свого живлення не значення напруги 220 В, і не змінного струму, а постійного. Перетворення напруги змінного струму стандартного значення у напругу постійного струму необхідного значення забезпечують випрямлячі.

**Випрямлячі** - це електротехнічні пристрої, призначені для перетворення енергії джерела напруги змінного струму в енергію напруги постійного струму.

Склад випрямляча показано на узагальненій структурній схемі, наведеній на рис. 1.1.



*TV* – трансформатор напруги; *BC* – вентильна схема; *ЗФ* – згладжуючий фільтр; *CH (PH)* – стабілізатор напруги (регулятор напруги); *H* – навантаження

Рисунок 1.1 – Структурна схема випрямляча.

Як правило, випрямляч підмикається до розподільної мережі напруги змінного струму.

**Трансформатор** призначений для перетворення величини напруги мережі до значення, необхідного для роботи випрямляча. Він також забезпечує електричну (гальванічну) розв'язку мережі і навантаження.

**Вентильна схема** перетворює змінну напругу у випрямлену - пульсуючу однополярну. Вона, як правило, виконується на напівпровідникових ключах.

**Згладжуючий фільтр** перетворює випрямлену напругу у постійну. Фільтри виконуються на реактивних елементах, що мають властивість накопичувати електричну або електромагнітну енергію: конденсаторах, дроселях. Такі фільтри називаються пасивними.

Для живлення радіоелектронних пристроїв часто використовують активні фільтри, що будуються на транзисторах, операційних підсилювачах та реактивних елементах.

**Стабілізатор напруги** підтримує напругу на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або навантаження у заданих межах.

При необхідності регулювання напруги на навантаженні за необхідним законом і у заданих межах використовують **регулятори напруги**. Зазначимо, що стабілізатор також являє собою різновид регулятора, у якого забезпечується автоматичне регулювання за ознакою постійності значення напруги на навантаженні.

Регулятор (стабілізатор) може бути увімкнено і зі сторони змінної напруги (до трансформатора).

Параметри вузлів випрямляча та їхніх елементів, режими роботи повинні бути узгоджені із заданими умовами роботи навантаження. Навантаження також вважають елементом випрямляча, бо зміни його опору в процесі роботи впливають на режим роботи усього пристрою.

Згладжуючий фільтр, стабілізатор (регулятор), а іноді й трансформатор можуть не входити до складу випрямляча, якщо у них немає необхідності.

Крім вказаних вузлів, випрямляч може мати вузли і елементи захисту від короткого замикання, перевантаження, зниження напруги мережі та ін. (запобіжник, автоматичний вимикач, електронний пристрій захисту, елементи і вузли індикації наявності і значення напруги і струму, а також вузли діагностики працездатності).

Випрямлячі класифікують за числом фаз - однофазні та багатофазні (останні - найчастіше трифазні). За потужністю випрямлячі бувають малої потужності (до 100 Вт), середньої (до 10 кВт) і великої (понад 10 кВт).

Є некеровані випрямлячі та керовані. Перші будуються на некерованих вентилях - на діодах, другі - на керованих - наприклад, на тиристорах.

За принципом дії випрямлячі поділяються на однокатні та двокатні.

**Однокатними** називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм протікає один раз за період напруги мережі і лише у одному напрямку.

Важливим параметром випрямляча є **кратність пульсацій випрямленої напруги  $m$**  - відношення частоти пульсацій випрямленої напруги до частоти мережі. У однокатних випрямлячів він відповідає числу фаз мережі.

**Двокатними (двопівперіодними)** називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм за період напруги мережі протікає двічі і у різних напрямках. Кратність пульсацій у двокатних випрямлячів дорівнює подвоєному числу фаз.

Робота випрямляча фактично полягає у тому, що навантаження за допомогою ключів так підмикається до джерела енергії напруги змінного струму, щоб за час кожного півперіоду його напруги (позитивного і негативного) струм у навантаженні протікав у одному напрямку. Виходячи з цього, найважливішим вузлом випрямляча є вентильна схема - схема випрямлення.

Найширшого розповсюдження набули схеми випрямлячів, зображені на рис. 1.2 (виходячи з того, що як вентиля тут використано діоди - маємо некеровані випрямлячі).

При розрахунку випрямляча відомі параметри навантаження та мережі живлення. Невідомими є параметри елементів вузлів, що до нього входять.

Теорія випрямлячів зводиться до розробки аналітичних виразів, що зв'язують відомі параметри напруги мережі живлення і навантаження з невідомими параметрами, які характеризують роботу вентильної схеми. На підставі цього робиться вибір типу вентилів для конкретної схеми випрямляча та розрахунок його вузлів.

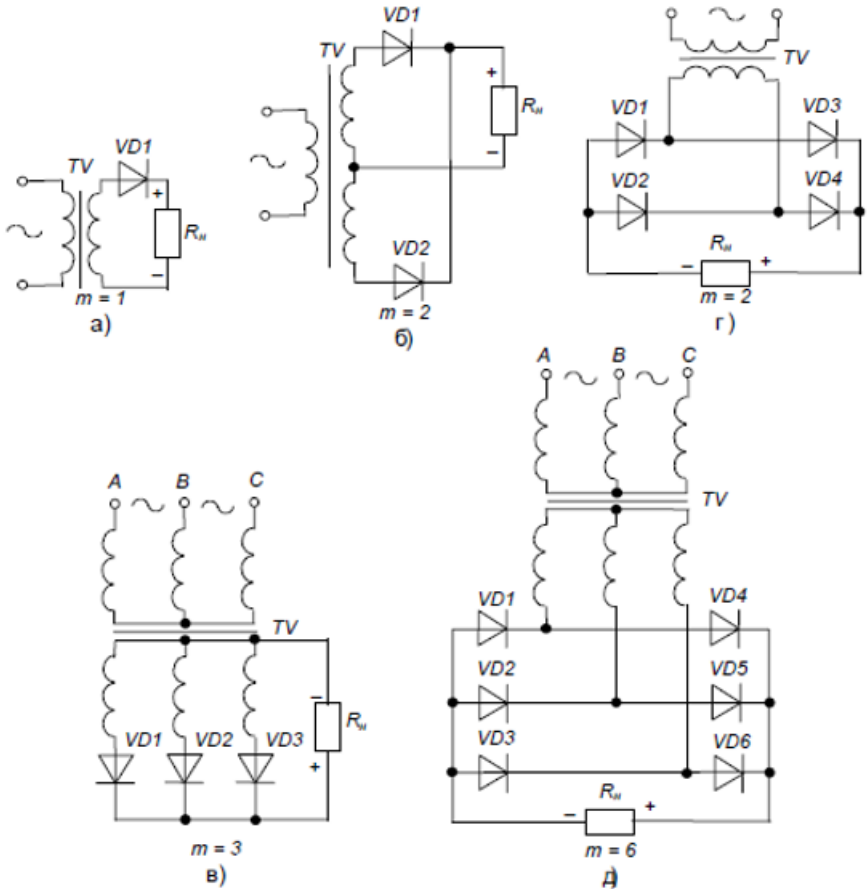


Рисунок 1.2 - Випрямлячі: *a-в* - однокатні (з нульовим виводом); *г, д* - двокатні (мостові); *а*) однофазна однопівперіодна;  
*б*) однофазна двопівперіодна з нульовим виводом;  
*в*) трифазна з нульовим виводом (схема Міткевича); *г*) однофазна мостова;  
*д*) трифазна мостова (схема Ларіонова)

## 1.2 Експлуатаційні параметри і характеристики випрямлячів

а) Основні експлуатаційні параметри випрямляча - це середня напруга на його навантаженні  $U_d$  (див. рис. 1.3) та середній струм навантаження  $I_d$ .

Тоді опір навантаження  $u$  становить:

$$R_n = \frac{U_d}{I_d},$$

а його потужність:

$$P_d = U_d I_d$$

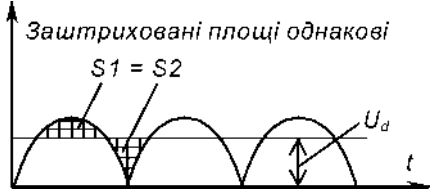


Рисунок 1.3 - Ілюстрація середнього значення випрямленої напруги

б) Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги:

$$K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d},$$

де  $U_{m(1)}$  - амплітудне значення основної гармоніки випрямленої напруги при розвиненні останньої у ряд Фур'є.

в) Зовнішня (навантажувальна) характеристика  $U_d = f(I_d)$ .

г) Регульовальна характеристика  $U_d = f(\alpha)$ , де  $\alpha$  - кут керування тиристорів (лише для керованих випрямлячів).

д) Середнє значення струму через вентиль  $I_a$ .

е) Амплітудне значення струму через вентиль  $I_{am}$

ж) Амплітудне значення зворотної напруги, що прикладається до вентиль  $U_{vm}$ .

з) Коефіцієнт корисної дії  $\eta$

и) Надійність.

Знаючи експлуатаційні характеристики різних схем випрямлячів і вимоги з боку навантаження, обирають конкретну схему. На основі параметрів (д-ж) вибирають вентилі.

Розрізняють такі режими роботи випрямлячів:

а) на активне навантаження (R);

б) на активно-індуктивне навантаження (RL);

в) на активно-ємнісне навантаження (RC);

г) на протиелектрорушійну силу - проти-е.р.с. ( $E$ ) - наприклад, коли випрямляч використовують для заряду акумуляторної батареї.

Як видно з рис. 1.2, найпростішим є **однопівперіодний випрямляч**, робота якого полягає у тому, що протягом одного півперіода напруги мережі навантаження підімкнене діодним ключем до вторинної обмотки трансформатора, а протягом другого півперіода відімкнене від неї. Показники якості вихідної напруги та інші у цього випрямляча вкрай низькі. Тому його застосовують дуже рідко.

Більш детально розглянемо схеми інших випрямлячів.

### 1.3 Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження

Схема **однофазного**

**випрямляча з нульовим виводом** зображена на рис. 1.4.

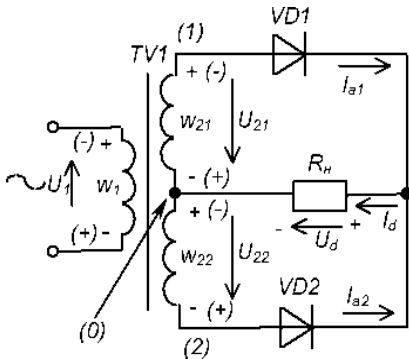


Рисунок 1.4 - Однофазний випрямляч з нульовим виводом

Очевидно, що він являє собою два однопівперіодних випрямлячі, підімкнені до навантаження паралельно. Вторинна обмотка його трансформатора має вивід від її середини - **нульовий вивід (0)**. Тобто вона складається з двох півобмоток, кількості витків яких однакові:  $w_{21} = w_{22} = w_2$ . Тоді напруги, що в них трансформуються, відносно нульової точки також однакові:

$$|u_{21}| = |u_{22}|,$$

але протилежні за фазою.

Коефіцієнт трансформації трансформатора становить  $n = w_1 / w_2$ , де  $w_1$ ,  $w_2$  - кількість витків первинної та половини вторинної обмоток відповідно.

Схема працює так.

За позитивної полярності напруги на обмотці  $w_{21}$  (на рис. 1.4 вказана без дужок) у провідному стані знаходиться діод  $VD1$  і через

нього тече струм  $i_{a1} = \frac{u_{21}}{R_w}$  (прямим спадом напруги на діоді нехтуємо - вважаємо його за ідеальний).

На навантаженні з'являється позитивна півхвиля напруги. Діод  $VD2$  при цьому закритий зворотною напругою  $u_{zв} = 2u_2$  ( $|u_2| = |u_{21}| = |u_{22}|$ ) - зі схеми видно, що при цьому анодом він підімкнений до точки (2), а катодом через діод  $VD1$  (замкнений ключ) до точки (1).

За негативної півхвилі напруги (на рис. 1.4 - у дужках) у провідному стані знаходиться діод  $VD2$ . Через нього тече струм

$i_{a2} = \frac{u_{22}}{R_H}$ , діод  $VD1$  закритий подвійною зворотною напругою  $2u_2$ .

Таким чином, за час періоду напруги мережі струм через навантаження протікає у одному напрямку і безперервно. Досягається це в два прийоми, у один з яких навантаження першим діодним ключем підмикається до першої півобмотки трансформатора, у другий - другим діодним ключем до другої півобмотки.

Роботу цього випрямляча ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 1.5. Зверніть увагу: тут і надалі показані залежності напруг і струмів не власне від часу  $t$ , а від кутової величини  $v = \omega t = 2\pi f_m t$ . Як поба-чимо далі, математичні залежно-сті, що описують процеси у вип-рямлячах, також за аргумент мають  $v$ . Це зроблено для того, щоб співвідношення величин були однаковими за будь-якої частоти мережі  $f_m$ .

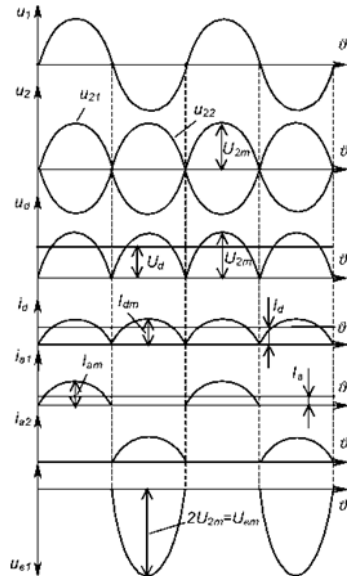


Рисунок 1.5 – Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з нульовим виводом

При розрахунку випрямляча вихідними даними є:

$I_d$   $U_d$   $U_1$  (напряга мережі),

$$R_n = \frac{U_d}{I_d}, P_d = U_d I_d, f_m.$$

Треба визначити:

а) параметри схеми, необхідні для вибору діодів -  $I_a$ ,  $I_{am}$ ,  $U_{em}$ ;

б) параметри, необхідні для вибору (розрахунку) трансформатора -  $U_2$ ,  $I_1$  (струм первинної обмотки),  $I_2$  (струм вторинної обмотки),  $n$ ,  $S_T$  (габаритна потужність трансформатора);

в) параметри, необхідні для розрахунку фільтра.

Зробимо припущення:

а) діод ідеальний: його опір у відкритому стані  $R_{np} = 0$ , у закритому -  $R_{зв} = \infty$ ;

б) опір обмоток трансформатора дорівнює нулю.

Тоді матимемо такі формули для розрахунку:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2; \theta = 2\pi f_m t = \omega t; \quad (1.1)$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d; \quad (1.2)$$

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1,11 U_d}; \quad (1.3)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; I_{am} = I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{2} = \frac{\pi}{2} I_d = 1,57 I_d; \quad (1.4)$$

$$U_{em} = 2\sqrt{2} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = \pi U_d. \quad (1.5)$$

Знаючи значення  $I_a$ ,  $I_{am}$  та  $U_{em}$ , обирають тип діода, параметри якого повинні перевищувати отримані розрахункові.

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_d \frac{\pi}{2})^2 \sin^2 \theta d\theta} = \quad (1.6)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_d}{2\sqrt{2}} \frac{\pi}{4} = I_d \frac{\pi}{4}; \quad (1.6)$$

$$I_1 = \frac{I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}}}{n} = 1,11 \frac{I_d}{n}. \quad (1.7)$$

Габаритна потужність трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}, \quad (1.8)$$

де  $S_1$  - потужність первинної обмотки трансформатора;

$S_2$  - потужність вторинної обмотки трансформатора.

$$S_1 = I_1 U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_2 n = 1,11 I_d 1,11 U_d = 1,23 I_d U_d = 1,23 P_d; \quad (1.9)$$

$$S_2 = 2 I_2 U_2 = 2 I_d \frac{\pi}{4} 1,11 U_d = 1,74 I_d U_d = 1,74 P_d; \quad (1.10)$$

$$S_T = \frac{1,23 P_d + 1,74 P_d}{2} = 1,48 P_d = 1,48 I_d U_d. \quad (1.11)$$

Бачимо, що  $S_T$  перевищує  $P_d$  у півтора рази. Це, в основному, тому, що півобмотки трансформатора працюють не безперервно, а по черзі через кожні півперіоду.

За величинами  $S_T$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $n$ ,  $U_2$  вибирається стандартний трансформатор або розраховується спеціальний.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3} = 0,67, \quad (1.12)$$

де  $U_{m(i)} = \frac{2U_d}{m^2 - 1}$ , бо, згідно з розвиненням у ряд Фур'є, амплітуда  $i$ -ї гармоніки становить:

$$U_{m(i)} = \frac{2U_d}{(mi)^2 - 1}. \quad (1.13)$$

Знаючи Кп, можна розрахувати згладжуючий фільтр.

### 1.4 Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження

**Мостовий однофазний випрямляч** (запропонований Грецем) складається з трансформатора, що має одну вторинну обмотку, та чотирьох випрямних діодів, з'єднаних у мостову схему.

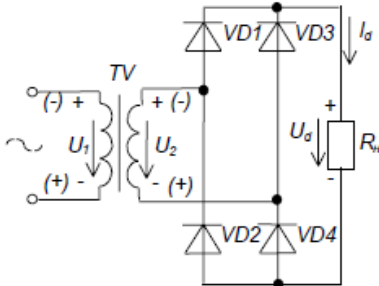


Рисунок 1.6 - Однофазний мостовий випрямляч

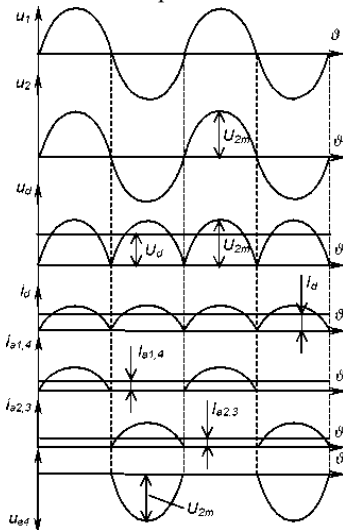


Рисунок 1.7 – Часові діаграми роботи однофазного мостового випрямляча

Часові діаграми роботи випрямляча зображені на рис. 1.7.

Схема випрямляча зображена на рис. 1.6.

Діоди  $VD1$ ,  $VD3$  складають **катодну групу**,  $VD2$ ,  $VD4$  - **анодну** (за назвою з'єднаних між собою електродів). При цьому у одну діагональ моста (діагональ постійного струму) увімкнене навантаження, а до другої діагоналі (діагоналі змінного струму) підімкнена вторинна обмотка трансформатора.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди - один із анодної і один із катодної груп.

За полярності, вказаної без дужок, це діоди  $VD1$ ,  $VD4$ , а діоди  $VD2$ ,  $VD3$  при цьому закриті. За полярності, вказаної у дужках - навпаки. Через навантаження струм завжди тече у одному напрямку.

Для цієї схеми придатні практично усі розрахункові співвідношення однофазного випрямляча з нульовим виводом за винятком:

$$\begin{aligned} U_{ам} &= \frac{\pi}{2} U_d; \\ I_2 &= 1,11 I_d; \\ S_T &= 1,23 P_d. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Аналізуючи схеми обох вищерозглянутих випрямлячів, можна зазначити деякі переваги мостового випрямляча, порівняно з випрямлячем з нульовим виводом. Зокрема те, що за однакових  $U_d$  зворотна максимальна напруга на діоді у два рази нижча, краще використовується трансформатор, простіша його конструкція.

Недоліком мостової схеми є подвійна кількість випрямних діодів, що, як правило, несуттєво завдяки незначним габаритам діодів та їхній відносно низькій вартості.

Тільки при випрямленні малих напруг (до 10 В) важливим є те, що у мостовій схемі струм завжди протікає через два діоди, а у схемі з нульовим виводом через один. Тому тут падіння на ключах (до одного вольта на одному діоді) у два рази менше: маємо більший к.к.д.

Часто, наприклад, для живлення операційних підсилювачів, необхідно мати два джерела напруги рівної за значенням, але з протилежною полярністю. У цьому випадку доцільно використовувати випрямну схему, зображену на рис. 1.8 – **двополярний випрямляч**. Він становить собою два однофазні випрямлячі з нульовим виводом, вихідні напруги яких увімкнено послідовно (VD1, VD3 – діоди

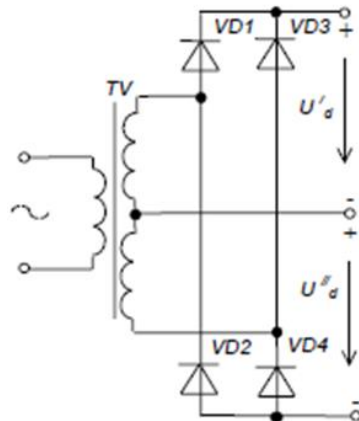


Рисунок 1.8 – Двополярний випрямляч

одного випрямляча, а VD2, VD4 – другого).

Якщо у схемі мостового випрямляча (див рис. 1.6) замінити діоди VD3 і VD4 на конденсатори, як це показано на рис. 1.9 отримаємо **подвоювач напруги** (схема Латура).

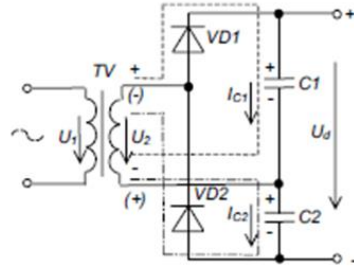


Рисунок 1.9 – Подвоювач напруги

З рисунку видно, що при різних полярностях напруги на вторинній обмотці трансформатора маємо два шляхи протікання струмів: один із них ( $I_{C1}$ ) заряджає конденсатор  $C_1$ , а другий ( $I_{C2}$ ) - конденсатор  $C_2$ . Оскільки вихідна напруга  $U_d$  знімається з послідовно увімкнених конденсаторів, то маємо (для режиму холостого ходу):

$$U_d = U_{C1} + U_{C2} = 2U_m = 2\sqrt{2} U_T \quad (1.15)$$

Значимо, що схеми, де половину елементів складають вентилялі, а половину інші елементи, називають **півмостовими схемами**.

## 2 ТРИФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Для живлення навантажень середньої і великої потужності використовують **трифазні випрямні схеми**, що мають порівняно з однофазними ряд переваг:

- краще використовуються вентилялі за струмом;
- суттєво нижчий коефіцієнт пульсацій;
- ефективне використання габаритної потужності трансформатора;
- більш ефективне використання згладжуючих фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підмикаються через трифазні трансформатори, обмотки яких вмикаються зіркою або трикутником.

Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

- однопівперіодна з нульовим виводом (схема Міткевича);
- двопівперіодна мостова (схема Ларіонова).

## 2.1 Схема Міткевича

Однопівперіодна трифазна схема з нульовим виводом (схема Міткевича) зображена на рис. 2.1.

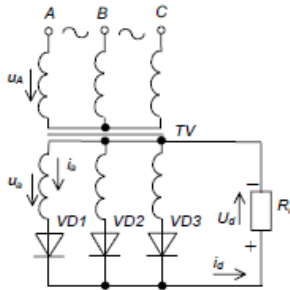


Рисунок 2.1 - Трифазна схема з нульовим виводом (схема Міткевича)

Ця схема складається із трифазного трансформатора  $TV$ , випрямних діодів  $VD1-VD3$  та навантаження  $R_n$ , що вмикається між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазні однопівперіодні випрямлячі, увімкнені паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як зіркою, так і трикутником (забезпечуючи, наприклад, підмикання до мережі з фазною напругою 220 чи 127 вольт), а вторинні - лише зіркою.

Випрямні діоди працюють по черзі. За період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до аноду якого у даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга.

Роботу схеми Міткевича ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 2.2

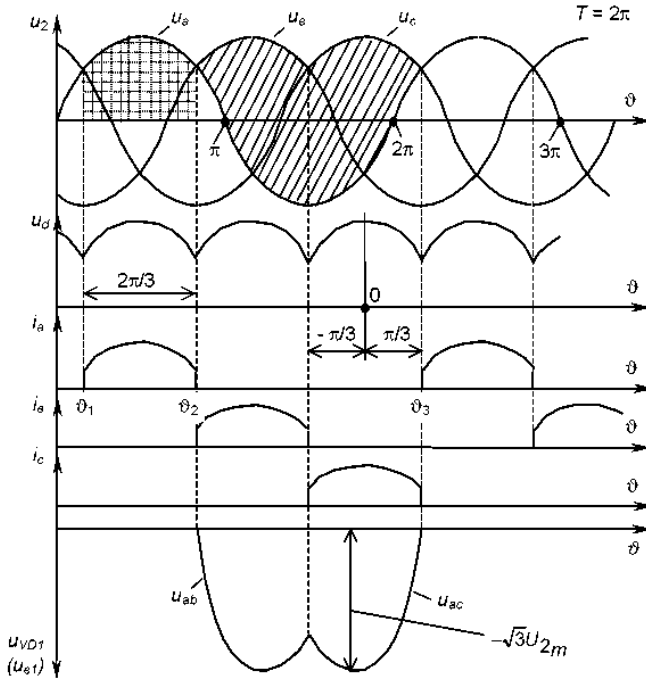


Рисунок 2.2 - Часові діаграми роботи схеми Міткевича

Як впливає із діаграм, наприклад, на інтервалі  $J_1 - J_2$  найбільш позитивна напруга є на вторинній обмотці фази трансформатора  $a$ , тому у провідному стані тут знаходиться діод  $VD1$ . Зате на інтервалі  $J_2 - J_3$  він закритий лінійною напругою  $u_{ab}$  або  $u_{ac}$  (даний інтервал відповідає заштрихованій скісними лініями ділянці діаграми  $u_2$ ): анод має потенціал фази  $ua$ , а катод - потенціал фази, що знаходиться у провідному стані -  $ub$  або  $uc$ .

Виведемо основні розрахункові співвідношення для схеми Міткевича, для чого розглянемо діаграму напруги на навантаженні  $ud$  на інтервалі  $(-\pi/3) \div 0 \div (\pi/3)$ .

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \sqrt{3} = 1,17 U_{2\phi}, \quad (2.1)$$

де  $U_{2\phi}$  – фазна напруга вторинної обмотки трансформатора.

Тоді 
$$U_{2\phi} = 0,85U_d. \quad (2.2)$$

Максимальна напруга на діоді:

$$U_{em} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,45U_{2\phi}. \quad (2.3)$$

Середнє значення струму через діод:

$$I_d = \frac{I_d}{3}. \quad (2.4)$$

Коефіцієнт трансформації трансформатора:

$$n = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}} = \frac{U_{1\phi}}{0,85U_d}, \quad (2.5)$$

де  $U_{1\phi}$  – фазна напруга первинної обмотки трансформатора.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при  $m = 3$ ):

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25. \quad (2.6)$$

Частота пульсації випрямленої напруги у три рази перевищує частоту мережі.

Недоліком цієї схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-якої одно- тактної схеми, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і у одному напрямку, тобто цей струм має постійну складову. Це вимагає використання трансформатора із підвищеним перерізом магнітопроводу (підвищеної встановленої потужності):

$$S_T = 1,48P_d. \quad (2.7)$$

## 2.2 Схема Ларіонова

### Трифазна мостова (двотактна) схема (схема Ларіонова)

зображена на рис. 2.3. У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть вмикатися як зіркою, так і трикутником. Можливість вмикання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у  $\sqrt{3}$  раз.

Надалі будемо розглядати схему при вмиканні вторинних обмоток у зірку.

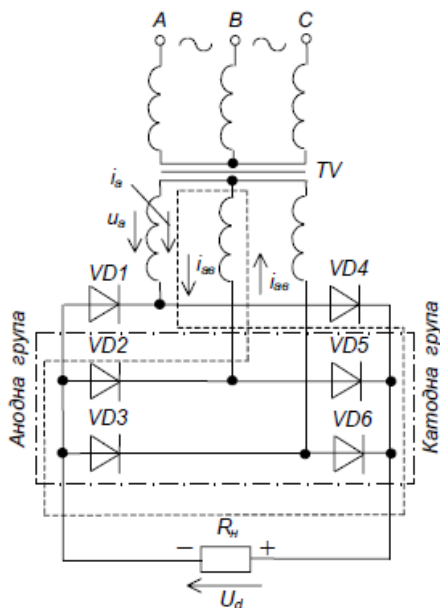


Рисунок 2.3 - Трифазна мостова схема (схема Ларіонова)

Тут шість випрямних діодів, увімкнених у трифазну мостову схему, утворюють дві **групи**: **анодну** -  $VD1, VD2, VD3$  та **катодну** -  $VD4, VD5, VD6$ .

Навантаження вмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, підімкнених до лінійних (у даному разі) вторинних напруг і паралельно до навантаження. Один із таких мостів на схемі обведено штрих-пунктирною лінією.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один із анодної групи і один з катодної. Причому струм у схемі протікає від фази з найбільш позитивною на даний момент напругою до фази з найбільш негативною напругою, як, наприклад, струм  $i_{av}$  у момент часу, що відповідає  $J1$ , показаний на часових діаграмах, які ілюструють роботу схеми і наведені на рис. 2.4. На діаграмі  $ud$  також вказано проміжки, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

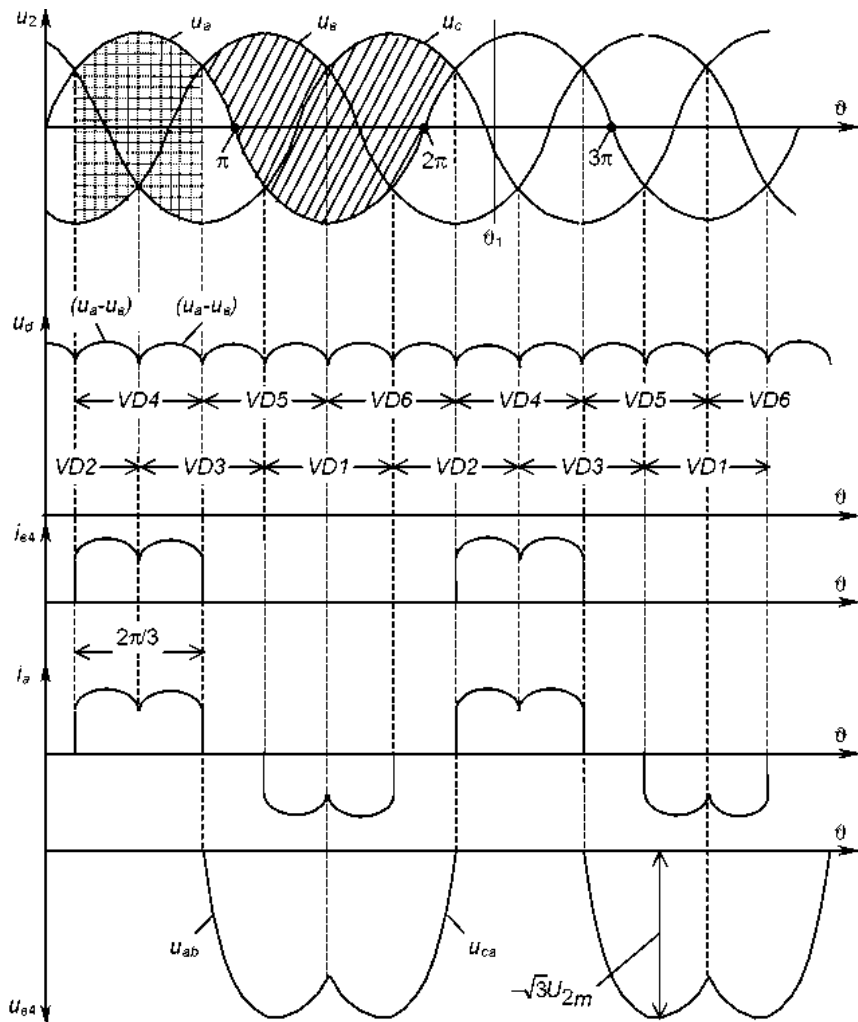


Рисунок 2.4 – Часові діаграми роботи схеми Ларіонова

Час протікання струму через кожен із діодів відповідає  $2\pi/3$ .

Струм навантаження у даній схемі викликаний лінійною напругою.

Основні розрахункові співвідношення можна отримати із часової діаграми випрямленої напруги, наведеної на рис. 2.5.

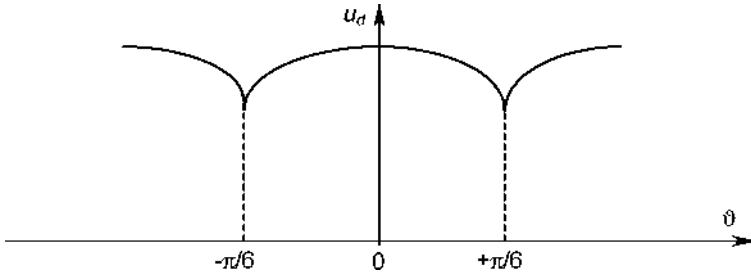


Рисунок 2.5 - Розрахункова часова діаграма випрямленої напруги схеми Ларіонова

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{3} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \theta d\theta = 2,34 U_{2\phi} \quad (2.8)$$

$$U_{2\phi} = 0,425 U_d; \quad (2.9)$$

$$U_{sm} = \sqrt{3} \sqrt{2} U_{2\phi}; \quad (2.10)$$

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad (2.11)$$

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{35} \approx 0,057 \text{ (для } m = 6\text{)}. \quad (2.12)$$

Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів.

Встановлена потужність трансформатора:

$$S_T = 1,05 P_d. \quad (2.13)$$

У цій схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу, оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм протікає двічі, причому у різних напрямках (див. діаграму  $i_a$  на рис. 2.4).

Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

- а) за рівних фазних напруг середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);
- б) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж 6%), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без фільтра;
- в) краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова у два рази більша, але, як було зазначено вище, на даний час це несуттєво (за винятком випрямлення малих за значенням напруг), оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, що у схемі Міткевича повинен бути приблизно на 40% потужнішим.

## 3 ЗГЛАДЖУЮЧІ ФІЛЬТРИ

### 3.1 Основні поняття про фільтри

Згладжуючі фільтри використовуються для зниження рівня пульсації випрямленої напруги до такого, що забезпечує нормальну роботу навантаження.

Найширше використання мають **пасивні згладжуючі фільтри**, що будуються на реактивних елементах, які мають властивість накопичувати електромагнітну та електричну енергію - дроселях і конденсаторах. Кількість накопиченої енергії відповідно становить

$$W_L = \frac{LI^2}{2}; W_C = \frac{CU^2}{2}.$$

**Індуктивний фільтр** - це дросель, що вмикається послідовно з навантаженням. Фактично, разом із навантаженням він являє собою частотно-залежний дільник напруги. Ефект фільтрації наявний тоді, коли опір дроселя  $\omega L$  змінній складовій пульсуючого струму з найнижчою частотою значно перевищує активний опір навантаження  $R_H$ . Тоді уся постійна напруга прикладається до  $R_H$  (падіння напруги на

ідеальному дроселі відсутнє), а змінні складові діляться між  $R_H$  і  $\omega L$ .

**Ємнісний фільтр** - це конденсатор, що вмикається паралельно навантаженню. За умови, що опір конденсатора  $1/\omega C$  для складової пульсуючого струму з найнижчою частотою значно менший опору навантаження  $R_H$ , забезпечується шунтування навантаження за змінним струмом: постійний струм увесь протікає через  $R_H$  (конденсатор постійного струму не проводить), а змінні складові розподіляються між  $R_H$  і  $1/\omega C$ .

Схеми цих фільтрів зображені на рис. 3.1.

Поряд із простими фільтрами використовуються складні, що являють собою сполучення певним чином увімкнених дроселів та конденсаторів.

Найширшого використання набули  $\Gamma$ -подібні  $LC$ -фільтри (однотанкові або багатотанкові), зображені на рис. 3.2.

На рис. 3.3 зображена схема  $\Pi$ -подібного  $LC$ -фільтра.

Фільтри, показані на рис. 3.1, б та рис. 3.3 мають ємнісні входи, решта - індуктивні.

Ефективність роботи фільтра визначається коефіцієнтом згладжування:

$$K_{зг} = \frac{K_{пвх}}{K_{пвкх}}, \quad (3.1)$$

що показує, наскільки зменшується пульсація на виході фільтра  $K_{пвкх}$  відносно пульсації на його вході  $K_{пвх}$ .

Існують також **резонансні фільтри**. Схема одного з таких фільтрів, так званого "**фільтра-пробки**", наведена на рис. 3.4.

Тут послідовно з навантаженням увімкнено  $LC$ -контур, резонансна частота якого:

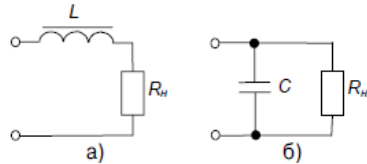


Рисунок 3.1 - Індуктивний (а) та ємнісний (б) фільтри

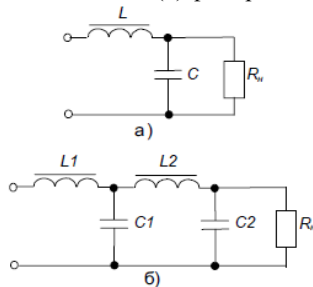


Рисунок 3.2 -  $\Gamma$ -подібні  $LC$ -фільтри: однотанковий (а) і двотанковий (б)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}}. \quad (3.2)$$

Як правило,  $\omega_0 = \omega_M = 2\pi f_M$  т. Опір контуру на цій частоті теоретично нескінченний, тому напруга з цією частотою до навантаження не прикладається, бо вона падає на контурі.

Якщо паралельно до  $R_H$  підімкнути послідовний резонансний контур, опір якого на резонансній частоті теоретично нескінченно малий, отримаємо “фільтр-дірку”, що шунтує навантаження для складової з частотою  $\omega_0$ .

Роботу фільтрів з індуктивними входами розглянемо на прикладах випрямлячів, що працюють на активно-індуктивне навантаження, а фільтрів з ємнісними входами - на прикладах випрямлячів, що працюють на активно-ємнісне навантаження, оскільки вид входу фільтра визначає характер навантаження випрямляча (вентильної схеми) - відповідно активно-індуктивне чи активно-ємнісне.

### 3.2 Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-ємнісне навантаження

Навантаження випрямлячів має активно-ємнісний характер при використанні згладжуючих фільтрів з ємнісним входом. Робота випрямляча у цьому випадку має специфічний характер: він працює на протиелектрорушійну силу (проти-е.р.с.). Схема такого випрямляча зображена на рис. 3.5.

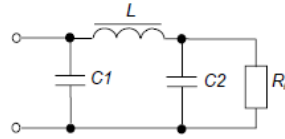


Рисунок 3.3 - П-подібний LC-фільтр

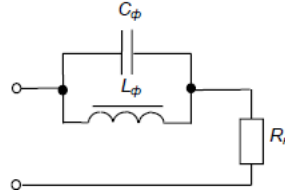


Рис 3.4 - Резонансний “фільтр пробка”

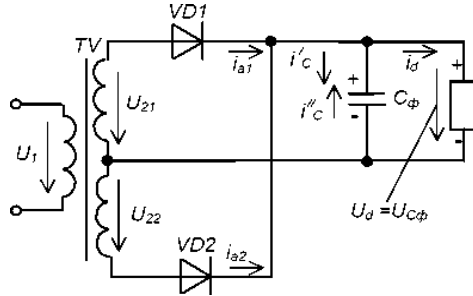


Рисунок 3.5 - Однофазний двоівперіодний випрямляч з активно-ємнісним навантаженням

Тут завдяки ємнісному фільтру напруга на навантаженні  $R_n$  має згладжений характер, а заряджений конденсатор  $C_\phi$  виступає як джерело проти-е.р.с.

У результаті цього діоди  $VD1$  або  $VD2$  знаходяться у провідному стані лише тоді, коли  $u_2 > u_{C\phi}$ .

На рис. 3.6, а наведені часові діаграми роботи випрямляча.

На інтервалі (1)-(2) напруга  $u_{21}$  перевищує  $u_{C\phi}$  і діод  $VD1$  знаходиться у провідному стані, струм через нього:

$$i_{a1} = \frac{u_{21} - u_{C\phi}}{R_\Sigma}, \quad (3.3)$$

де  $R_\Sigma$  - внутрішній опір випрямляча.

Струмом  $i'_c$ , що є частиною струму  $i_{a1}$ , заряджається  $C_\phi$  (інша частина і є струмом  $i_d$ , який тече через навантаження).

На інтервалі (2)-(3) вторинна напруга нижча за напругу на конденсаторі ( $u_{22} < u_{C\phi}$ ), діоди закриті і  $C_\phi$  розряджається струмом  $i''_c$  через навантаження.

На інтервалі (3)-(4)  $u_{22} > u_{C\phi}$ , у провідному стані знаходиться діод  $VD2$ , через нього тече струм  $i_{a2}$ , частина якого також заряджає  $C_\phi$  і т.д.

Внаслідок такої роботи ємності  $C_\phi$  напруга на навантаженні згладжується, що видно із часової діаграми  $u_{C\phi} = u_d$ . Чим більша ємність  $C_\phi$ , тим більший ефект згладжування напруги  $u_d$ .

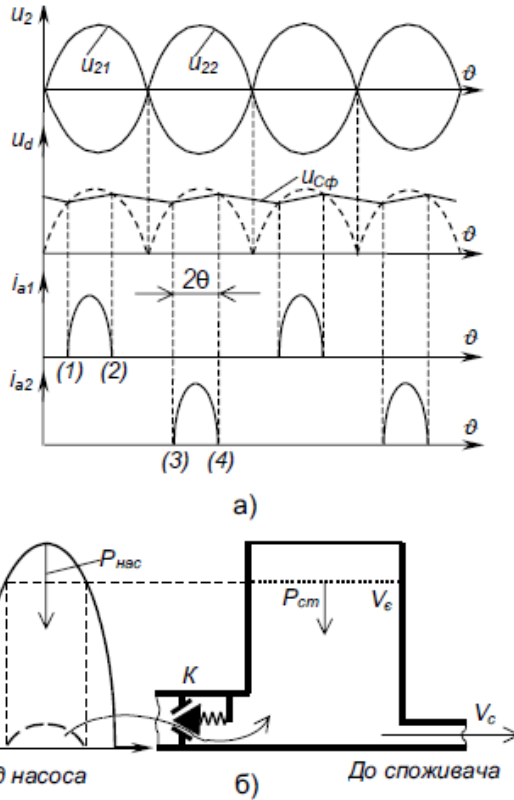


Рисунок 3.6 - Часові діаграми роботи (а) та гідравлічна модель (б) випрямляча з активно - ємнісним навантаженням

**Гідравлічна модель ємнісного фільтра** показана на рис. 3.6, б. Тут в трубу, через яку від насоса порціями подається рідина, вмонтовано клапан  $K$  і ємність об'ємом  $V_{\epsilon}$ , що значно перевищує об'єм рідини  $V_c$ , споживаний у одиницю часу. Тепер, якщо тиск з боку насоса  $P_{нас}$  перевищує тиск стовпа рідини  $P_{ст}$ , ємність наповнюється через відкритий клапан. Коли ж  $P_{нас}$  менший за  $P_{ст}$ , клапан закривається і запобігає витіканню рідини з ємності у бік насоса. А струмінь рідини у бік споживача тече безперервно.

Основні співвідношення для випрямляча з активно-ємнісним навантаженням (тут половина кута, протягом якого діод знаходиться у

провідному стані, називається **кутом відтинання**  $q$ ):

$$K_n = \frac{1}{\omega\tau}; \quad \tau = R_n C_n; \quad (3.4)$$

$$\tau = (5 \div 10) \frac{1}{f_c}; \quad f_c = m f_m; \quad (3.5)$$

$$\omega = 2\pi f_c; \quad (3.6)$$

$$u_{21} = U_{21m} \cos \theta. \quad (3.7)$$

Під час заряду конденсатора, коли  $(-q \leq J < q)$ ,

$$U_{C\phi} = U_d = U_{21m} \cos \theta.$$

Струм навантаження (його середнє значення) становить:

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} \frac{U_{21m}}{R_\Sigma} (\cos \vartheta - \cos \theta) d\vartheta = \frac{2U_{21m}}{\pi R_\Sigma} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (3.8)$$

Оскільки 
$$U_{21m} = \frac{U_d}{\cos \theta},$$

то 
$$I_d = \frac{2U_d}{\pi R_\Sigma} (tg \theta - \theta) = \frac{2U_d}{\pi R_\Sigma} A(\theta), \quad (3.9)$$

де величина  $A(q)$  є функцією кута відтинання. Її можна визначити з виразу:

$$A(\theta) = \frac{\pi R_\Sigma}{2} \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi R_\Sigma}{2 R_n}. \quad (3.10)$$

Опір  $R_n$  відомий, а  $R_\Sigma$  вибирається орієнтовно, залежно від потужності трансформатора та типу вентилів випрямляча.

Знайшовши значення  $A(q)$ , визначають **кут відтинання**  $q$  з виразу:

$$A(q) = tg q - q \quad (3.11)$$

Усі основні електричні параметри схеми можна виразити як функцію кута відтинання або  $A(q)$ . Так, максимальний струм вентиля:

$$I_{am} = \frac{I_d}{2} F(\theta), \quad (3.12)$$

де 
$$F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} - \quad (3.13)$$

коефіцієнт максимального струму.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_{21} = 0,707I_d D(\theta), \quad (3.14)$$

$$\text{де } D(\theta) = \frac{\sqrt{\pi[\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} - \quad (3.15)$$

Коефіцієнт форми струму (показує, наскільки форма даної кривої відрізняється від прямокутної).

Діюче значення е.р.с. вторинної обмотки:

$$U_2 = U_d B(\theta), \quad (3.16)$$

$$\text{де } B(\theta) = \sqrt{2} \frac{1}{2 \cos \theta} - \quad (3.17)$$

коефіцієнт фазної е.р.с.

Зазвичай, функції  $F(q)$ ,  $D(q)$  і  $B(q)$  залежно від  $A(q)$  подають у вигляді графіків, що значно спрощує розрахунок випрямляча із активно-емнісним навантаженням.

Повна потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 0,707 U_d I_d B(\theta) D(\theta). \quad (3.18)$$

### 3.3 Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-індуктивне навантаження

Як було зазначено вище, використання фільтрів з індуктивним входом призводить до того, що навантаження випрямляча має активно-індуктивний характер. Такий же характер носить навантаження при підмиканні до випрямляча обмоток збудження електричних машин, котушок контакторів, реле і т. п.

Вмикання у коло випрямляча індуктивності призводить до того, що при переході випрямленої напруги через нуль струм у колі не дорівнює нулю, а визначається електромагнітною енергією, що була накопичена індуктивністю. Внаслідок цього струм у навантаженні має згладжений характер.

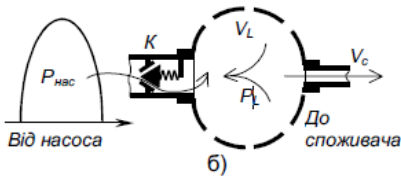
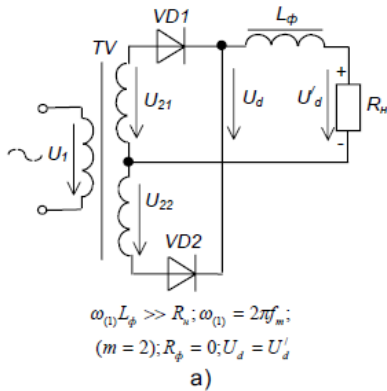


Рисунок 3.7 - Однофазний випрямляч з активно-індуктивним навантаженням (а) та його гідравлічна модель (б)

На рис. 3.7 зображено схему однофазного випрямляча з нульовим виводом, що працює на активно-індуктивне навантаження та його гідравлічну модель.

Спрощена **гідравлічна модель індуктивного фільтра** може бути такою: в трубу, через яку від насоса порціями подається рідина, вмонтовано клапан  $K$ , а частина труби, зображена штриховими лініями, виконана з еластичного матеріалу - вважатимемо, що вона являє собою гідравлічний дросель. Тепер, якщо тиск з боку насоса  $P_{нас}$  перевищує тиск з боку дроселя  $P_L$  клапан пропускає рідину і еластичний дросель, розширюючись,

наповнюється до об'єму  $V_L$ . Коли ж  $P_{нас}$  стає меншим за  $P_L$ , клапан закривається і запобігає витіканню рідини з дроселя у бік насоса.

А струмінь рідини у бік споживача тече безперервно.

На жаль, ця модель не дозволяє проілюструвати незмінність струму в обмотці трансформатора і через вентиль. Це можна показати на механічній моделі, що нею може слугувати вузол електромеханічної системи гарантованого живлення електроспоживачів, який складається з електродвигуна, що обертає масивний маховик (аналог нашого дроселя) і ротор генератора, від якого живиться навантаження. У разі зникнення живлення електродвигуна на час, доки система керування не підімкне електродвигун до резервного джерела живлення, маховик, за рахунок накопиченої кінетичної енергії, продовжує по інерції обертатись, обертаючи як ротор генератора, так і ротор електродвигуна, і живлення споживачів не переривається.

На рис. 3.8 наведені часові діаграми роботи випрямляча з активно-індуктивним навантаженням. Розрахунок параметрів схеми, як і раніше, ведеться за припущень, що діод ідеальний, а провідники не мають опору.

Вихідні дані:  $U_1, f_m, U_d, I_d,$

$R_n.$

Розрахункові параметри:

$U_2, n, I_a, I_{am}, U_{em}, I_1, I_2, S_T,$

$K_n.$

Розрахунок ведеться за такими виразами:

$$R_\phi \approx 0; \quad (3.19)$$

$$\omega_{(1)} L_\phi \gg R_n; \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} U_d = U'_d &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_2 \sqrt{2} \sin \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2; \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d; \quad (3.22)$$

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1,11 U_d}; \quad (3.23)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad (3.24)$$

$$I_{am} \approx I_d; \quad (3.25)$$

$$U_{em} = 2U_2 \sqrt{2} = U_d \pi. \quad (3.26)$$

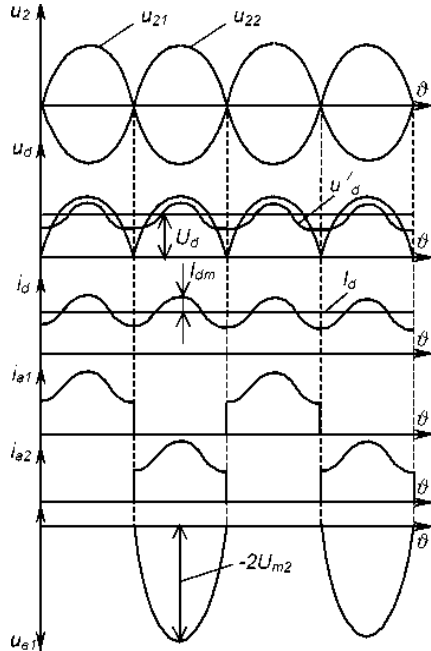


Рисунок 3.8 - Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з активно-індуктивним навантаженням

За одержаними з (3.25) і (3.26) значеннями вибирають тип вентилів.

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\theta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}; \quad (3.27)$$

$$I_1 = \frac{I_d}{n}; \quad (3.28)$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}; \quad (3.29)$$

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,1 U_d I_d; \quad (3.30)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = \frac{2}{\sqrt{2}} 1,1 U_d I_d = 1,57 U_d I_d; \quad S_T = 1,34 U_d I_d. \quad (3.31)$$

Оскільки форма напруги на вході фільтра у мостового однофазного випрямляча та випрямляча з нульовим виводом однакова, основні формули придатні для обох випрямлячів, за винятком того, що для мостової схеми:

$$U_{sm} = \frac{\pi}{2} U_d; \quad I_2 = I_d; \quad S_T = 1,1 U_d I_d. \quad (3.32)$$

Коефіцієнт згладжування фільтра:

$$K_{ze} = \frac{K_{нвх}}{K_{нвх}}; \quad K_{нвх} = \frac{U_{m(1)}}{U_d}; \quad K_{нвх} = \frac{U'_{m(1)}}{U'_d}. \quad (3.33)$$

Для  $R_\phi = 0$   $U_d = U'_d$ .

Коефіцієнт фільтрації  $K_\phi$ :

$$K_\phi = \frac{U_{m(1)}}{U'_{m(1)}}, \quad (3.34)$$

де  $U_{m(1)}$  - амплітуда першої (основної) гармоніки.

$$U_{m(1)} = I_{m(1)} \sqrt{R_n^2 + (\omega_{(1)} L_\phi)^2}; \quad U'_{m(1)} = I_{m(1)} R_n; \quad (3.35)$$

$$K_{ze} = K_\phi = \frac{\sqrt{R_n^2 + (\omega_{(1)} L_\phi)^2}}{R_n}. \quad (3.36)$$

Оскільки  $\omega_{(1)}L_{\phi} \gg R_n$ , то

$$K_{зз} \approx \frac{\omega_{(1)}L_{\phi}}{R_n}. \quad (3.37)$$

Індуктивний фільтр ефективно працює лише за умови малого опору навантаження, коли індуктивність має прийнятні значення. Підвищити вплив індуктивності дроселя на згладжування випрямленої напруги за значних  $R_n$  можна, увімкнувши конденсатор великої ємності паралельно навантаженню, як це показано на рис. 3.9. При цьому зменшується опір навантаження фільтра для змінних складових і тоді маємо:

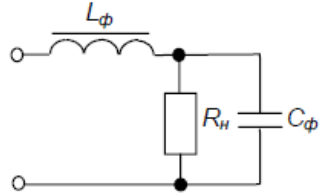


Рисунок 3.9 – Ілюстрація підвищення ефективності індуктивного фільтру

$$\frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}} \ll R_n; R_{\phi} = 0; K_{зз} = \frac{U_{m(1)}}{U'_{m(1)}}; \quad (3.38)$$

$$U_{m(1)} = I_{m(1)}X_{екс} = I_{m(1)}\left(\omega_{(1)}L_{\phi} - \frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}}\right); \quad (3.39)$$

$$U'_{m(1)} = I_{m(1)} \frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}}; \quad (3.40)$$

$$K_{зз} = \left(\omega_{(1)}L_{\phi} - \frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}}\right)\omega_{(1)}C_{\phi} = \omega_{(1)}^2L_{\phi}C_{\phi} - 1; \quad (3.41)$$

$$L_{\phi}C_{\phi} = \frac{K_{зз} + 1}{\omega_{(1)}^2}. \quad (3.42)$$

Якщо

$$\omega_{(1)}L_{\phi} = (5 \div 10)R_n; \quad \frac{1}{\omega_{(1)}C_{\phi}} = (0,1 \div 0,2)R_n, \quad \text{то } K_{зз} \leq 100.$$

При необхідності отримання  $K_{зз} > 100$ , використовують багатоланкові Г-подібні LC-фільтри.

Тоді коефіцієнт згладжування:

$$K_{\Sigma} = K_{\Sigma 1} K_{\Sigma 2} \dots K_{\Sigma n}. \quad (3.43)$$

### 3.4 Деякі особливості роботи фільтрів

Ємнісний фільтр відзначається своєю простотою і дешевизною. Проте у нього, як наслідок переривчастості струму заряду конденсатора, присутнє імпульсне перевантаження за струмом вентилів і обмоток трансформатора у робочому режимі випрямляча (іноді такий вид навантаження трансформатора називають **навантаженням VDCR-типу**). Крім того, переривчасте споживання струму з мережі живлення вносить в неї додаткові гармонійні складові, що вимагає установки додаткових вхідних фільтрів, які повинні забезпечувати умови **електромагнітної сумісності споживачів** (виключати взаємні завади). Тому ємнісні фільтри використовують тільки за малої потужності навантаження випрямляча.

Індуктивний фільтр, хоча він і більш громіздкий та дорогий, забезпечує безперервність струму, споживаного з мережі, що автоматично виконує умови електромагнітної сумісності споживачів. Тому в потужних випрямлячах використовують саме індуктивні фільтри.

Але у таких режимах роботи випрямляча, коли навантаження різко змінює свій опір, наприклад, якщо воно чи значна його частина повністю вмикається або вимикається, індуктивність фільтра спричиняє перехідні процеси, що супроводжуються різкими змінами значень напруги на навантаженні. Це відбувається тому, що, як відомо, згідно з першим законом комутації, струм у індуктивності не може змінюватися стрибкоподібно. У результаті, при вмиканні навантаження виникає провал напруги на час, доки дросель не накопичить енергію, а при вимиканні - викид напруги на час, доки дросель не витратить накопичену енергію, бо у обох випадках він намагається підтримувати незмінним значення струму, що було до комутації. Наслідком різких змін напруги можуть бути збої у режимах роботи навантаження і навіть вихід його з ладу через перенапругу.

Запобігти зазначеним явищам дозволяє застосування  $\Gamma$ -подібного фільтра. Крім, як вже зазначалося, підвищення ефективності фільтра в цілому, наявність конденсатора веде також і до

зменшення провалів і викидів напруги на виході фільтра, бо, згідно з другим законом комутації, напруга на конденсаторі (а значить, і на підімкненому паралельно до нього навантаженні) не може змінюватися стрибкоподібно.

Роботу фільтра за перехідних режимів ілюструє рис. 3.10, де на часовій діаграмі суцільною лінією показано напругу на навантаженні при індуктивному фільтрі, а штриховою - при  $\Gamma$ -подібному.

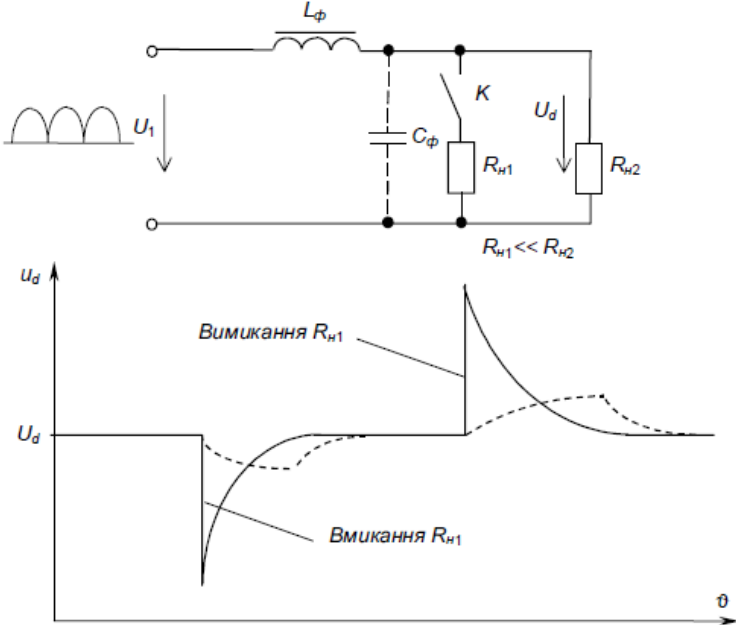


Рисунок 3.10 - Робота фільтрів у перехідних режимах

## 4 ЗОВНІШНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИПРЯМЛЯЧІВ

При попередньому розгляді роботи випрямних схем та їхніх основних розрахункових співвідношень ми вважали за ідеальні випрямні діоди, трансформатор і провідники, що з'єднують елементи випрямляча, а тому нехтували їхнім опором. Реально цей опір впливає на роботу пристроїв і його необхідно враховувати.

Реальну залежність напруги на навантаженні від його струму показує **зовнішня характеристика випрямляча**:

$$U_d = U_{d0} - I_d (R_a + R_L + R_{np} + R'), \quad (4.1)$$

де  $U_{d0}$  - середнє значення напруги на виході випрямляча при Х.Х. (при вимкненому навантаженні);

$I_d$  - середнє значення струму навантаження;

$R_a$  - приведений до вторинного кола активний опір обмоток трансформатора;

$R_L$  - активний опір дроселя фільтра;

$R_{np}$  - активний опір з'єднуючих провідників;

$R'$  - опір діодів у провідному стані.

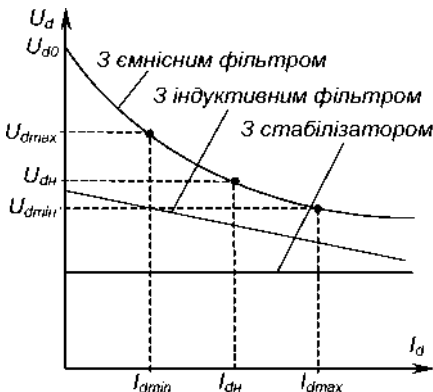


Рисунок 4.1 - Зовнішні характеристики випрямлячів

Зовнішні характеристики випрямлячів зображені на рис. 4.1.

За зовнішньою характеристикою, знаючи допустиме відхилення напруги на навантаженні від номінальної величини  $U_{дн}$ , можна знайти мінімальне та максимальне значення допустимого струму, тобто допустимий діапазон змін струму навантаження (або навпаки).

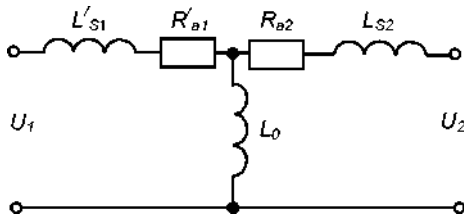


Рисунок 4.2 - Схема заміщення двообмоткового трансформатора

На рис. 4.2 показана схема заміщення двообмоткового трансформатора, параметри якої приведені до вторинного кола. Вона ілюструє реальні властивості трансформатора.

На рисунку позначено:

$L'_{S1}$  - індуктивність розсіювання первинної обмотки, приведена до вторинного кола,

$$L'_{S1} = \frac{L_{S1}}{n^2};$$

$R'_{a1}$  - активний опір первинної обмотки, приведений до вторинного кола,

$$R'_{a1} = \frac{R_{a1}}{n^2};$$

$L_0$  - індуктивність, що враховує струм намагнічування осердя;

$R_{a2}$  - активний опір вторинної обмотки;

$L_{S2}$  - індуктивність розсіювання вторинної обмотки.

## 5 СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ

Для того, щоб забезпечити підтримання напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах опору навантаження у зазначених межах, а також при дії інших дестабілізуючих факторів, використовують спеціальні пристрої - стабілізатори напруги.

Стабілізатори безперервної дії поділяються на параметричні та компенсаційні.

### 5.1 Параметричні стабілізатори

**Параметричні стабілізатори** працюють за рахунок зміни власних параметрів електронних нелінійних приладів і можуть виконуватися на основі напівпровідникових приладів, вихідна напруга яких мало залежить від струму, що протікає через прилад, наприклад, на стабілітронах.

Схема найпростішого параметричного стабілізатора зображена на рис. 5.1. Стабілізатор складається із баластного опору  $R_b$ , стабілітрона  $VD$  (найширшого використання

набули кремнієві стабілітрони) та навантаження  $R_H$ .

Напряга стабілізації стабілітрона  $U_{cm}$  вибирається рівною номінальній робочій напрузі навантаження  $U_H$ .

На рис. 5.2 наведено побудову навантажувальних характеристик стабілітрона. Тут прийнято такі позначення:

- 1 - ВАХ стабілітрона;
- 2 - лінія навантаження при  $I_{cm\ min}$ ;
- 3 - лінія навантаження при  $I_{cm\ ном}$ ;
- 4 - лінія навантаження при  $I_{cm\ max}$ .

Із побудови витікає, що зміна вхідної напруги у межах від  $U_{ex\ min}$  до  $U_{ex\ max}$  не призводить до зміни напруги на навантаженні, що при цьому становить  $U_H = U_{cm}$  (якщо не враховувати динамічного опору стабілітрона).

Як правило, задають

$$I_{cm\ ном} = \frac{I_{cm\ max} - I_{cm\ min}}{2}, \quad U_{cm} = const. \quad (5.1)$$

Вихідними даними для розрахунку елементів схеми є необхідне значення напруги на навантаженні  $U_H$  і максимальний струм навантаження  $I_{n\ max}$ , а також допустимі відхилення напруги мережі живлення.

Необхідно визначити тип стабілітрона (за напругою стабілізації і допустимими струмами стабілізації) і значення та потужність баластного опору.

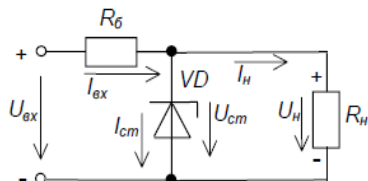


Рисунок 5.1 – Параметричний стабілізатор

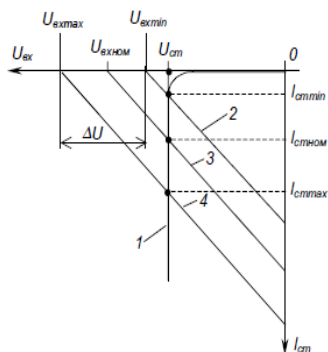


Рисунок 5.2 - Побудова навантажувальних характеристик стабілітрона (для  $R_H \gg \text{€}$ )

Зрозуміло, що  $U_H = U_{cm}$ .

Для забезпечення ефективної роботи стабілізатора бажано вибирати

$$U_{вх} = (2...3)U_{cm} \quad (5.2)$$

Якщо опір навантаження має незмінне значення  $R = const$ , то розрахунок схеми зручно проводити аналітично за такими виразами:

$$U_{вх max} = R_{б} (I_H + I_{cm max}) + U_{cm}; \quad (5.3)$$

$$U_{вх min} = R_{б} (I_H + I_{cm min}) + U_{cm}; \quad (5.4)$$

$$\Delta U = R_{б} (I_{cm max} - I_{cm min}); \quad (5.5)$$

$$R_{б} = \frac{\Delta U}{I_{cm max} - I_{cm min}}. \quad (5.6)$$

Для того щоб забезпечити працездатність пристрою при змінах опору навантаження від нескінченності (коли воно відімкнене) до мінімального значення

$$R_{H min} = U_{cm} / I_{H max}, \quad (5.7)$$

необхідно виконати умови:

$$I_{вх max} = \frac{U_{вх max} - U_{cm}}{R_{б}} < I_{cm max} \quad (\text{що відповідає } R_H = \infty); \quad (5.8)$$

$$I_{cm} = I_{вх min} - I_{H max} > I_{cm min} \quad (\text{що відповідає } R_H = R_{min}); \quad (5.9)$$

$$I_{вх min} = \frac{U_{вх min} - U_{cm}}{R_{б}} \geq I_{H max} + I_{cm min}. \quad (5.10)$$

Значення напруги  $U_{вх max}$  визначається для найбільшого позитивного відхилення напруги мережі, а значення струму  $I_{вх min}$  для найбільшого негативного.

Стабілітрон обирають за значеннями  $U_{cm}$ ,  $I_{cm min}$  і  $I_{cm max}$ .

Потужність баластного резистора –

$$P_{Rб} \geq R_{б} I_{вх max}^2. \quad (5.11)$$

Ефективність роботи стабілізатора визначається **коефіцієнтом стабілізації**:

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх ном}} : \frac{\Delta U_{вх}}{U_H}; \quad K_{cm} \leq 100, \quad (5.12)$$

де  $K_{cm}$  - відношення відносної зміни напруги на вході стабілізатора до

відносної зміни напруги на його виході;

$DU_{вх}$  - зміни напруги на вході стабілізатора;

$DU_{вих}$  - зміни напруги на виході стабілізатора.

До переваг параметричних стабілізаторів належить їхня простота та надійність у роботі.

Недоліки: відносно низький  $K_{ст}$ , неможливість регулювання напруги стабілізації, низький коефіцієнт корисної дії через втрати потужності в  $R_b$ .

## 5.2 Компенсаційні стабілізатори

**Компенсаційні стабілізатори** - це замкнуті системи автоматичного регулювання із жорстким негативним зворотним зв'язком. Основним елементом стабілізатора є так званий регулюючий елемент, зміною опору якого досягають стабілізації напруги на навантаженні.

Регулюючий елемент може вмикатися як паралельно навантаженню (у **стабілізаторах паралельного типу**), так і послідовно з ним (у **стабілізаторах послідовного типу**). На рис. 5.3 наведені структурні схеми стабілізаторів обох типів.

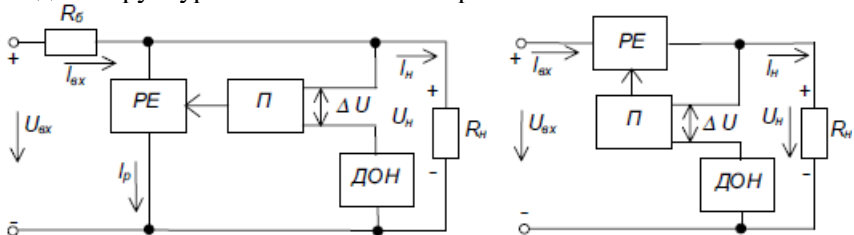


Рисунок 5.3 - Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів паралельного (а) та послідовного (б) типу

На схемах позначено: *PE* - регулюючий елемент; *П* - підсилювач постійного струму; *ДОН* - джерело опорної напруги  $U_{оп}$ ;  $R_b$  - баластний опір;  $R_n$  - навантаження.

Стабілізатори працюють таким чином.

На вхід підсилювача *П* подається напруга  $DU = U_n - U_{оп}$  (напруга розузгодження), що після підсилення керує опором *PE* таким чином, щоб підтримувати напругу на виході стабілізатора незмінною.

Для стабілізатора паралельного типу маємо

$$U_n = U_{вх} - R_b(I_n + I_p) = const.$$

Надлишок напруги падає тут на  $R_b$ .

Для стабілізатора послідовного типу -

$$U_n = U_{вх} - I_n R_{PE} = const.$$

Надлишок напруги в цій схемі падає на  $PE$ .

Споживана потужність стабілізатора паралельного типу:

$$P_1 = (U_{вх} - U_n)(I_p + I_n) + U_n I_p = I_n (U_{вх} - U_n) + U_{вх} I_p. \quad (5.13)$$

Для стабілізатора послідовного типу -

$$P_2 = (U_{вх} - U_n) I_n. \quad (5.14)$$

Стабілізатор послідовного типу є більш економічним та ефективним і тому набув широкого використання.

Найпростіший компенсацийний стабілізатор послідовного типу можна побудувати на основі параметричного стабілізатора на стабілітроні та емітерного повторювача, як це показано на рис. 5.4.

Тут емітерний повторювач забезпечує підсилення потужності (за рахунок підсилення струму) параметричного стабілізатора.

До речі, якщо замість стабілітрона до схеми ввести конденсатор, отримаємо **активний смісний фільтр**, ефективна ємність якого перевищує встановлену у  $b$  разів ( $b$  - коефіцієнт підсилення транзистора за струмом у схемі з  $CE$ ).

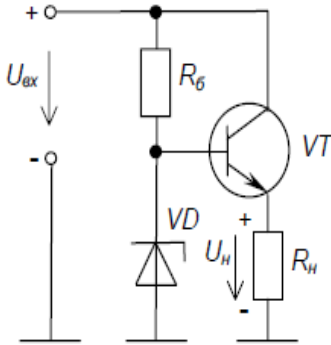


Рисунок 5.4 - Простий компенсацийний стабілізатор

Схема більш складного і потужнішого компенсаційного стабілізатора послідовного типу, що забезпечує можливість регулювання вихідної напруги (напруги на навантаженні), наведена на рис. 5.5. Тут регулюючим елементом є транзистор  $VT1$ , а підсилювач сигналу зворотного зв'язку -  $VT2$ .

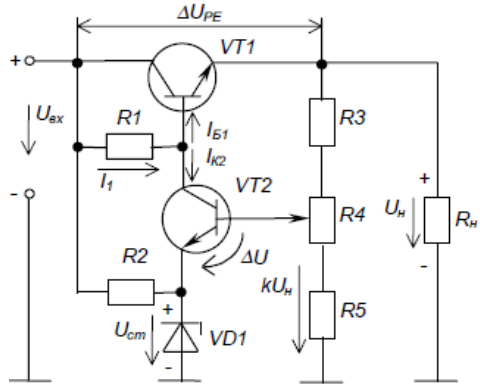


Рисунок 5.5 - Компенсаційний стабілізатор послідовного типу з регульованою вихідною напругою

За джерело опорної напруги править параметричний стабілізатор, виконаний на стабілітроні  $VD1$  та резисторі  $R2$ .

Дільник напруги на резисторах  $R3 - R5$  з коефіцієнтом ділення  $k$  є датчиком сигналу зворотного зв'язку.

Підсилювач сигналу розузгодження  $VT2$  під дією напруги  $\Delta U = kU_H - U_{cm}$  змінює опір  $VT1$  таким чином, щоб підтримувати напругу на навантаженні незмінною:

$$U_H = U_{вх} - \Delta U_{PE} = const. \quad (5.15)$$

Припустимо, що  $U_{вх}$  зростає і це повинно призвести до зростання  $U_H$ . Тоді також зростає  $\Delta U = kU_H - U_{cm}$ , що викликає зростання колекторного струму  $VT2$   $I_{K2}$  та зменшення базового струму  $VT1$ , оскільки  $I_{B1} = (I_1 - I_{K2})$ . Опір  $VT1$  зростає, а значить зростає і падіння напруги на ньому  $\Delta U_{PE}$ , а  $U_H = U_{вх} - \Delta U_{PE} = const$  - залишається незмінним.

Таким чином, стабільність вихідної напруги підтримується завдяки негативному зворотному зв'язку.

Змінюючи положення регулятора резистора  $R4$ , можна змінювати вихідну напругу  $U_H$ .

$$\text{При } \Delta U \rightarrow 0 \quad kU_H = U_{cm}; \quad U_H = U_{cm} / k. \quad (5.16)$$

Коефіцієнт стабілізації такого стабілізатора може сягати  $K_{ст} > 1000$ .

Зараз широко використовують стабілізатори напруги компенсаційного типу у інтегральному виконанні з потужністю до 100 Вт. Окрім надзвичайно якісного виконання основної функції (стабілізації напруги), вони, за рахунок введення до складу мікросхеми додаткових вузлів, забезпечують також захист від короткого замикання у навантаженні та від перевантаження (від перевищення температури корпусу). Маючи у своєму складі кілька десятків елементів, такі стабілізатори розміщуються у корпусі звичайного потужного транзистора. Випускаються ІМС стабілізаторів як з фіксованими значеннями вихідної напруги, так і з можливістю її регулювання за допомогою зовнішнього резисторного дільника.

## 6 СТАБІЛІЗАТОРИ СТРУМУ

Часто виникає необхідність стабілізації значення не напруги на навантаженні, а його струму (наприклад, при заряді акумуляторних батарей, в електрохімічних реакторах і т.п.).

Оскільки реально ми маємо справу з джерелами напруги, постає проблема перетворення джерела напруги у джерело струму.

На рис. 6.1 зображені ВАХ стабілізаторів (джерел) напруги та струму.

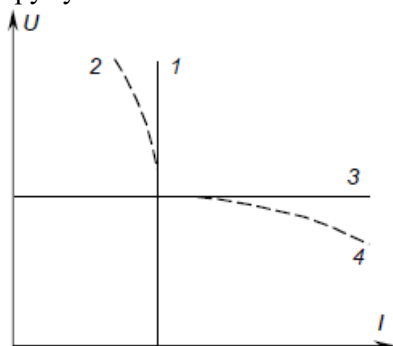


Рисунок 6.1 - ВАХ стабілізаторів струму (1,2) і напруги (3, 4)

На рисунку позначено:  
 1 - ВАХ ідеального джерела струму;  
 2 - ВАХ реального джерела струму;  
 3 - ВАХ ідеального джерела напруги;  
 4 - ВАХ реального джерела напруги.

Прикладом малопотужного **стабілізатора струму** може служити схема, наведена на рис. 6.2.

Значення струму у навантаженні  $I_H$  тут визначається значеннями напруги стабілізації  $U_{ст}$  стабілітрона  $VD$  і опору резистора  $RE$ . Вона становить:

$$I_H = \frac{U_{ст} - U_{BE}}{R_E} \quad (6.1)$$

Це забезпечується тим, що, як відомо, струм колектора біполярного транзистора визначається значеннями струму його бази і коефіцієнта підсилення за струмом, але не залежить від напруги у силовому колі - між колектором і емітером у наведеному прикладі, а отже, і від величини опору навантаження у колі колектора.

Особливу ефективністю при перетворенні джерела напруги у джерело струму із забезпеченням великої потужності відзначаються **електромагнітні (індуктивно-ємнісні) перетворювачі - схеми Бушєро**. Регулювання в них відбувається на стороні змінного струму (виходячи із суті побудови перетворювача, що, звичайно, може бути використаний для живлення навантажень змінного струму).

Найпростішим прикладом індуктивно-ємнісного перетворювача є послідовний  $LC$ -контур, схема якого зображена на рис. 6.3.

За певних умов ця схема є перетворювачем джерела напруги у джерело струму, коли струм навантаження  $I_H$  не залежить від опору навантаження  $Z_H$ , а зумовлюється лише значенням вхідної напруги  $U_{вх}$ .

Знайдемо ці умови:

$$\underline{Z}_1 = j\omega L; \quad \underline{Z}_2 = -j\frac{1}{\omega C}; \quad (6.2)$$

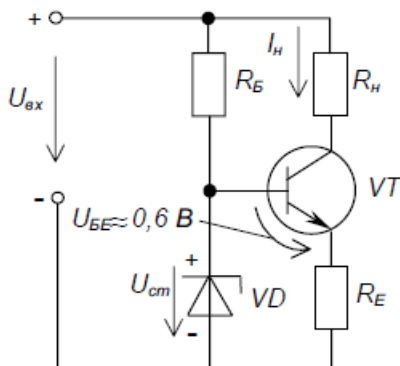


Рисунок 6.2 – Стабілізатор струму

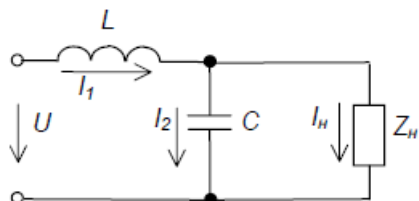


Рисунок 6.3 - Найпростіший індуктивно-ємнісний перетворювач

$$\underline{I}_1 = \frac{U}{\underline{Z}_0}; \quad (6.3)$$

$$\underline{Z}_0 = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_n \underline{Z}_2}{\underline{Z}_n + \underline{Z}_2} = \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_n (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_n}; \quad (6.4)$$

$$\underline{I}_n = \frac{\underline{I}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_n} = \frac{U \underline{Z}_2}{\underline{Z}_0 (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_n)} = \frac{U}{\underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_n}{\underline{Z}_2} (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}. \quad (6.5)$$

Умова перетворення у джерело струму  $Z_1 + Z_2 = 0$  або  $\omega L = 1/\omega C$ .

Тоді 
$$\underline{I}_n = \frac{U}{\underline{Z}_1}.$$

Ця схема - ідеальний перетворювач за умови відсутності активних втрат у  $LC$ -контурі.

Оскільки насправді активні втрати досить суттєві, використовують більш складні схеми індуктивно-ємнісних перетворювачів. Одна з промислових схем зображена на рис. 6.4. Вона складається із стабілізатора змінної напруги, двох магнітозв'язаних дроселів  $L1$  та  $L2$  (котушки цих дроселів розміщені на одному магнітопроводі і мають однакову кількість витків), конденсатора  $C$  та трансформатора  $TV$ .

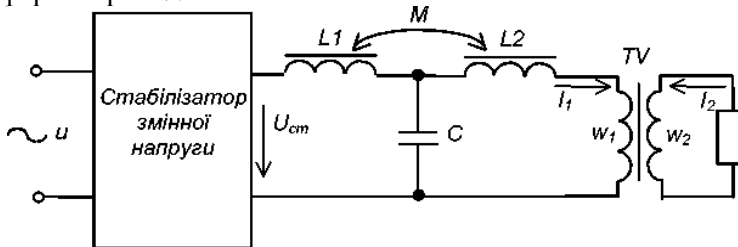


Рисунок 6.4 - Промислова схема індуктивно-ємнісного перетворювача

Умова, за якої схема перетворює джерело напруги у джерело струму:

$$\omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} \text{ коли } I = \frac{U}{Z_{omn}}, \text{ а } Z_{omn} = \omega L_1 (1 + K_{зв}), \quad (6.6)$$

Коефіцієнт зв'язку  $K_{зв} = 0,8, 0,9$  відображає ступінь електромагнітного зв'язку дроселів  $L1$  і  $L2$ .

Ця схема є джерелом струму, якщо

$$Z'_H \leq Z_{онт}, \quad (6.7)$$

де  $Z'_H = n^2 Z_n$  — зведений до первинного кола трансформатора опір навантаження;

$n = w1/w2$  - коефіцієнт трансформації трансформатора.

Підбираючи  $n$ , можна досягти виконання умови –

$$n^2 Z_n \leq \omega L_1 (1 + K_{зв}). \quad (6.8)$$

Звідси отримуємо:

$$n = \sqrt{\frac{\omega L_1 (1 + K_{зв})}{Z_n}}. \quad (6.9)$$

## 7 КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

### 7.1 Методи і пристрої регулювання напруги постійного струму

У розглянутих нами випрямних схемах у якості вентилів використано діоди, і тому вони є некерованими випрямлячами, бо не дозволяють регулювати значення напруги на навантаженні.

Можливість зміни значення постійної напруги на навантаженні за необхідним законом у заданих межах може бути реалізована за допомогою **керованих випрямлячів**, що будуються на керованих вентилях, наприклад, на тиристорах.

Перед тим, як розглядати конкретні схемні рішення керованих випрямлячів, спочатку ознайомимось з основними методами регулювання напруги постійного струму, які, перш за все, можна розділити на два види: такі, що забезпечують регулювання з боку змінного струму і такі, що забезпечують регулювання з боку постійного струму.

Регулювання з боку змінного струму можливе при використанні випрямних схем на некерованих вентилях, але при цьому необхідно вводити додаткові силові пристрої. Так можна:

а) змінювати значення змінної напруги, що подається на вентильну схему, перемиканням під навантаженням відводів

вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;

б) застосовувати регулятори змінного струму з рухомим струмознімачем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

Із боку постійного струму можливе регулювання безперервними й імпульсними методами.

При безперервних методах застосовують:

а) реостати і дільники напруги;

б) компенсаційні регулятори (наприклад, розглянуті нами в пп. 4.2 стабілізатори).

Через великі втрати енергії в елементах регулятора (надлишок напруги тут гаситься на увімкнених послідовно з навантаженням елементах, що принципово зумовлює низьке значення к.к.д.), такі методи застосовують в малопотужних регуляторах.

У наш час найвживанішими є **імпульсні методи регулювання**. Це зумовлено отриманням на основі стрімкого розвитку напівпровідникових технологій силових електронних напівпровідникових приладів, що можуть працювати у ключовому режимі за досить високих напруг (тисячі вольт) і частот (десятки і сотні кілогерц) - польові і біполярні транзистори, СІТ-транзистори і БТІЗ, спеціальні види тиристорів.

Оскільки регулюючий елемент при реалізації імпульсних методів працює як ключ, то втрати енергії в ньому мінімальні, що визначає високий к.к.д. перетворювальних пристроїв.

Середнє значення постійної напруги на навантаженні  $U_d$  регулюється за цими методами за рахунок зміни співвідношення між тривалостями замкненого і розімкненого станів ключа, коли постійна напруга (наприклад, з виходу фільтра некерованого випрямляча) подається на навантаження або ні.

Напруга на виході регулятора має форму прямокутних імпульсів з амплітудою, що дорівнює е.р.с. джерела постійного струму.

Є декілька таких методів регулювання. Розглянемо основні з них.

• **Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР)** полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їхню тривалість - ширину.

У результаті маємо:

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma, \quad (7.1)$$

де  $E$  - е.р.с. джерела постійного струму;

$t_i$  - тривалість імпульсу;

$T$  - період надходження імпульсів;

$\gamma = t_i / T = (0 \dots 1)$  - коефіцієнт заповнення. (7.2)

Змінюючи  $\gamma$  можна змінювати  $U_d$  від нуля (при  $\gamma = 0$ ) до  $E$  (при  $\gamma = 1$ ).

• При **частотно-імпульсному регулюванні** (ЧІР) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їхній фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E t_i f, \quad (7.3)$$

де  $f$  - частота імпульсів.

Мінімальне значення  $U_d$ , що наближається до нуля, отримують при частоті  $f^{\text{®}}$  0, а максимальне, що наближається до  $E$ , при  $f^{\text{®}}$   $t_i^{-1}$ .

• За **комбінованого регулювання** змінюють період і тривалість імпульсів.

Останній метод найпростіший у реалізації (так, наприклад, працює термо-біметалічний регулятор у прасці), але при регулюванні постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується, як відомо, за допомогою фільтрів, вимагає використання елементів фільтра з масо-габаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШІР, оскільки за нього регулятор працює на фіксованій частоті.

До речі, ця частота, як правило, у багато разів перевищує частоту мережі змінного струму, що, тим більше, забезпечує мінімальні параметри елементів фільтра.

У порівнянні з іншими методами, метод ШІР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подавлення радіоперешкод, що передаються з регулятора у мережу).

Виходячи з наведеного, метод ШІР застосовують найчастіше.

Схему простого і найбільш відомого імпульсного регулятора

наведено на рис. 7.1, а. Тут силовий ключ, дросель і навантаження увімкнуті послідовно. Дросель  $L$  з конденсатором  $C$  утворюють  $\Gamma$ -подібний  $LC$ -фільтр.

При замкненому ключі  $K$  навантаження  $R_H$  живиться від джерела постійного струму  $E$  (тече струм  $i'd$ ), а елементи фільтра накопичують енергію. Коли ключ розімкнутий, то навантаження живиться енергією, накопиченою в конденсаторі і дроселі. Для забезпечення передачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (протікання струму  $i''d$ ) в схему введено діод  $VD$ , який називають зворотним. Діапазон регулювання вихідної напруги складає від 0 до значення напруги джерела живлення  $E$ .

Цей регулятор є **регулятором знижуючого типу**. Його ще називають **чоппер** (англ. chopper - переривач, або buck converter, step-down converter - знижуючий перетворювач).

Змінюючи порядок з'єднання елементів регулятора, можна отримати ще дві схеми.

Так схему регулятора з вмиканням дроселя послідовно з навантаженням, а ключа паралельно до нього наведено на рис. 7.1, б. Цей регулятор дозволяє отримати значення напруги на навантаженні  $U_d$  більші за напругу джерела живлення  $E$ . Тому його називають **регулятором підвищуючого типу** або **бустером** (англ. boost converter або step-up converter - підвищуючий перетворювач).

Тут при замкненому ключі (оскільки ключем є біполярний транзистор  $VT$ , то замкненому стану ключа відповідає увімкнений стан транзистора) дросель  $L$  підмикається до джерела живлення  $E$  і через нього протікає зростаючий експоненційно струм  $iL$  (перехідний процес). За рахунок цього в дроселі накопичується енергія. Полярність напруги на дроселі вказана у дужках. Після розмикання ключа (при вимиканні транзистора  $VT$ ) відкривається діод  $VD$  і конденсатор емнісного фільтра  $C$  заряджається під дією напруги, що дорівнює сумі наруг джерела живлення  $E$  і е.р.с. самоіндукції дроселя. Полярність останньої вказано без дужок. Протікають струм заряду конденсатора  $ic$  і струм навантаження  $i'd$ . При наступному замиканні ключа діод закривається під дією напруги на конденсаторі. Дросель знову накопичує енергію, а навантаження живиться за рахунок енергії, накопиченої в конденсаторі - протікає струм  $i''d$ .

Схему регулятора з вмиканням дроселя паралельно до навантаження, а ключа послідовно з ним наведено на рис. 7.1, в. Такий

регулятор називають **регулятором інвертуючого типу** (англ. buck-boost converter), бо він дозволяє отримувати на навантаженні наругу з полярністю, протилежною до полярності напруги джерела живлення. При цьому значення напруги на навантаженні можуть бути отримані як більші, так і менші за напругу джерела живлення.

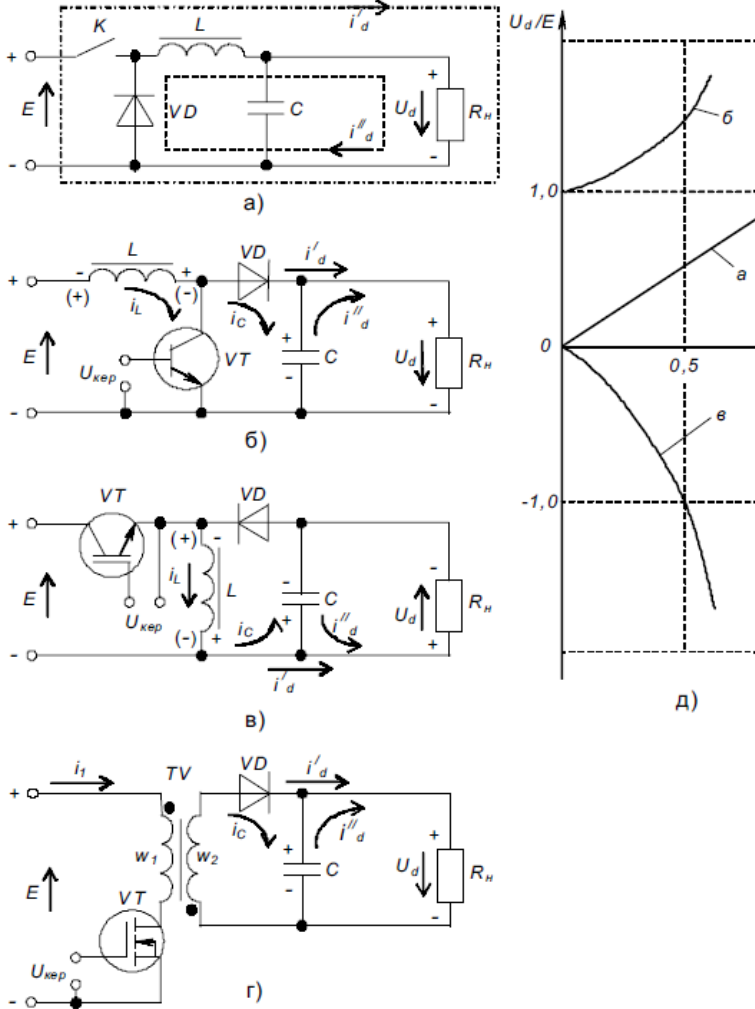


Рисунок 7.1 - Імпульсні регулятори напруги постійного струму: знижуючого (а), підвищуючого (б), інвертуючого (в) типів і зворотногоходовий (г) та їхні регулювальні характеристики (д)

При замиканні ключа (яким тут є БТІЗ  $VT$ ) дросель  $L$  підмикається до джерела живлення і за рахунок протікання струму  $iL$  в ньому накопичується енергія. Полярність напруги на дроселі вказана у дужках. При розмиканні ключа (вимиканні транзистора  $VT$ ) відкривається діод  $VD$  і енергія, накопичена в дроселі, за рахунок протікання струму  $i_c$  передається в конденсатор  $C$ , а за рахунок протікання струму  $i'd$  в навантаження. При наступному замиканні ключа діод закривається, знову накопичується енергія в дроселі, а навантаження живиться енергією, накопиченою в конденсаторі - через навантаження тече струм  $i''d$ .

Регулювальні характеристики розглянутих регуляторів показано на рис. 7.1,  $\delta$ , де їх відповідно позначено літерами -  $a$ ,  $b$  і  $v$ .

Зазначимо, що найчастіше застосовують регулятор знижуючого типу, бо у ньому ефективніше використовуються дросель і конденсатор, що утворюють тут  $\Gamma$ -подібний  $LC$ -фільтр. У двох інших маємо лише ємнісний фільтр  $C$ , у зв'язку з чим за однакових вихідних параметрів у них необхідно встановлювати дроселі з більшою індуктивністю, а конденсатори - з більшою ємністю. А це, своєю чергою, збільшує інерційність регуляторів і погіршує їхні масо-габаритні та інші показники. Також недоліком підвищуючого й інвертуючого регуляторів є нелінійність регулювальних характеристик. Зважаючи на вказане, такі регулятори застосовують лише за необхідності отримання на навантаженні значення напруги, більшого за напругу джерела живлення, або напруги іншої полярності.

Розглянуті регулятори застосовують у випадках, коли немає потреби у гальванічній розв'язці від мережі живлення. Зазвичай напруга на них надходить з автономних джерел живлення (акумуляторів, гальванічних батарей) або від випрямлячів, що підмикаються до мережі через трансформатор, який і забезпечує гальванічну розв'язку. При цьому класичні мережні трансформатори на 50 Гц мають значні габарити і масу.

Поява високочастотних імпульсних перетворювачів дозволила значно знизити масу і габарити джерел живлення з забезпеченням гальванічної розв'язки між входом і виходом. В основному застосовують схему **зворотногоходового перетворювача - флайбек** (англ. flyback - зворотногоходовий) наведену на рис. 7.1,  $z$ . Трансформатор тут забезпечує гальванічну розв'язку і виконує роль двооб-моткового дроселя, що накопичує енергію у первинній обмотці

і передає її у навантаження за допомогою вторинної. Його називають накопичуючим трансформатором.

У фазі накопичення енергії транзистор  $VT$  відкритий і за рахунок протікання струму у первинній обмотці  $w$  трансформатор  $TV$  накопичує енергію.

У момент закриття транзистора настає фаза передачі енергії. Завдяки явищу самоіндукції полярність наружи на вторинній обмотці  $w_2$  змінюється на зворотню і через відкритий діод  $VD$  заряджається конденсатор фільтра  $C$  і живиться навантаження  $R_H$ .

Вторинних обмоток у трансформатора може бути декілька, що забезпечує можливість автономного живлення кількох навантажень.

Особливістю такої схеми є також те, що при короткому замиканні у навантаженні ключовий елемент - транзистор - не виходить з ладу.

Провідними фірмами розроблено велику кількість ІМС керування такими регуляторами.

Регулювати вихідну напругу випрямляча можна також, застосовуючи **фазо-імпульсний метод**. При цьому до складу перетворювального пристрою не вводять додаткових силових вузлів, а лише у якості вентилів випрямної схеми використовують керовані ключі - як правило, тиристори. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги. Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШПР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут просто не береться від джерела живлення (а не гаситься у баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі, див. пп. 5.2). Це в ідеалі (якщо вважати елементи регулятора такими, що не мають, наприклад, опору) за принципом побудови регулятора зумовлює значення к.к.д. у 100%!

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШПР за високих частот комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали

домінуюче застосування при побудові потужних регуляторів. До їхніх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентильної схеми, а це вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо за великого діапазону регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає установки вхідних фільтрів для забезпечення умов електромагнітної сумісності з іншими споживачами мережі. Крім того, затримка на вмикання вентилів веде до того, що основна гармоніка споживаного з мережі струму має зсув фази відносно напруги мережі. В результаті, навіть за активного навантаження, останнє мережею сприймається як активно-індуктивне - погіршується  $\cos \phi$ .

Тепер зрозуміло, чому в останній час намагаються якнайширше застосовувати регулятори, побудовані за методом ШПР, використовуючи при цьому, як ми вже зазначали, сучасні високочастотні потужні напівпровідникові прилади.

Хоча такі регулятори вимагають введення в схему додаткових силових вузлів, що, зрозуміло, веде до зниження перш за все к.к.д., проте масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узгодження з мережею живлення у них значно кращі.

Наприкінці зазначимо - електронні регулятори, що не мають рухомих механічних елементів, називають **статичними регуляторами**.

## 7.2 Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом

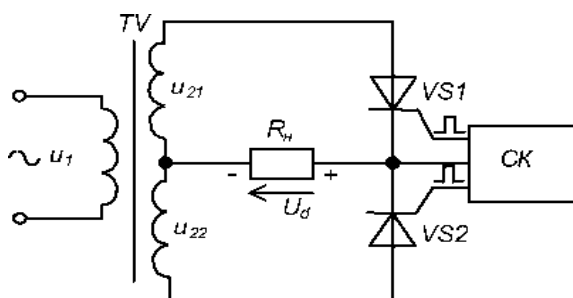


Рисунок 7.2 - Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом

Роботу **фазо-імпульсного регулятора постійної напруги** розглянемо на прикладі однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, схема якого зображена на рис. 7.2, де позначено  $VS1$ ,  $VS2$  -

тиристри, СК – схема керування, що забезпечує подачу на тиристри керуючих імпульсів із регульованою затримкою. На рис. 7.3 наведені часові діаграми роботи випрямляча.

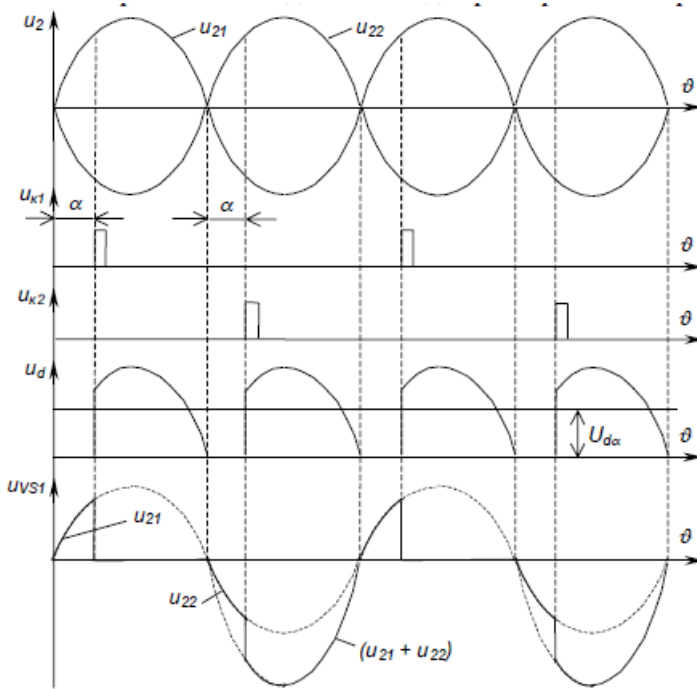


Рисунок 7.3 - Часові діаграми роботи однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом

Значення випрямленої напруги при куті керування, що змінюється у межах  $0 < a < p$ , становить:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (7.4)$$

Якщо  $a = 0$  (некерований режим), то

$$U_{d\alpha} = U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}, \text{ звідки } U_2 = \frac{U_{d0}\pi}{2\sqrt{2}}.$$

Підстановка цього виразу до формули (7.4) дасть

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (7.5)$$

Зверніть увагу на форму напруги на тиристорі  $u_{VSI}$ . На відрізку часу, що відповідає куту регулювання  $\alpha$ , він закритий і до нього прикладена напруга  $u_{21}$  за позитивної півхвилі, або  $u_{22}$  за негативної. Після закінчення відліку  $\alpha$  і видачі відповідного керуючого імпульсу напруга на тиристорі за позитивної півхвилі відсутня, бо він тут працює як замкнений ключ, а за негативної півхвилі дорівнює  $(u_{21} + u_{22})$ , бо за рахунок того, що другий тиристор знаходиться у відкритому стані, даний закритий виявляється підімкненим до обох півобмоток трансформатора (див. пп. 1.3).

Подібні керовані випрямлячі будують також і на основі трифазних вентильних схем. Закони зміни пульсуючої напруги на виході, а також специфіка роботи вентилів при цьому складніші.

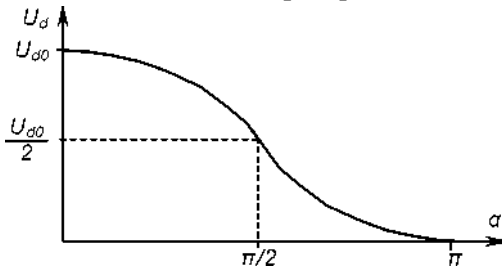


Рисунок 7.4 - Регулювальна характеристика керованого випрямляча

Залежність середньої випрямленої напруги на навантаженні від кута керування  $\alpha$  називається регулювальною характеристикою, що має вигляд косинусоїди, зміщеної на величину  $U_{d0}/2$ . Регулювальна характеристика наведена на рис. 7.4. Вона нелінійна, бо лінійним змінам

кута  $\alpha$  відповідають нелінійні зміни площі під кривою синусоїди.

Керовані випрямлячі широко використовуються для створення регульованих джерел напруги при регулюванні нагрівачів, освітлювальних приладів, швидкості обертання електродвигунів і т.п.

### 7.3 Робота керованого випрямляча на активно індуктивне навантаження

Як правило, керовані випрямлячі застосовують для живлення потужних навантажень, що часто мають активно-індуктивний характер (індуктивні фільтри у складі випрямлячів, електричні машини постійного струму і т.п.). Здатність індуктивності накопичувати електромагнітну енергію, як уже вказувалося у пп. 3.3 та 3.4, визначає деякі особливості роботи пристроїв, у тому числі й керованих випрямлячів.

Якщо навантаження керованого випрямляча за схемою, наведеною на рис. 7.2, має індуктивну (досить значну) складову, як це показано на рис. 7.5, то при позитивному півперіоді напруги на вторинній обмотці трансформатора  $TV$  у момент часу, що відповідає куту керування  $\alpha$ ,

відбувається вмикання тиристора  $VS1$ . Однак, після  $\nu = \pi$ , не дивлячись на те, що напруга змінює свій знак, тиристор  $VS1$  не вимикається, бо струм у колі  $L_H - R_H - w'/2 - VS1 - L_H$  підтримується за рахунок енергії, накопиченої в  $L_H$ . У результаті цього в випрямленій напрузі  $ud$  з'являються ділянки з

негативною полярністю, як показано на рис. 7.7. І лише після вмикання тиристора  $VS2$  у момент часу, що відповідає  $(\pi + \alpha)$ , до  $VS1$  прикладається зворотна напруга ( $u_{21} + u_{22}$ ) і він закривається.

Регульовальна характеристика при цьому така:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} \cos \alpha. \quad (7.6)$$

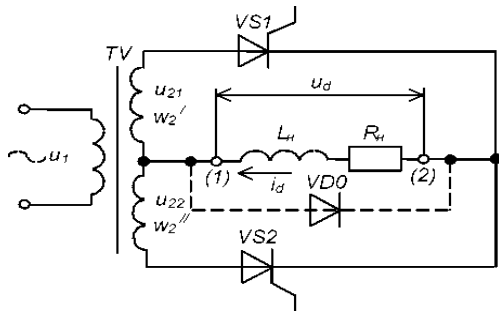


Рисунок 7.5 - Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом при активно-індуктивному навантаженні

З неї видно, що при  $\alpha = \pi/2$  середнє значення напруги на навантаженні  $U_d = 0$ , бо площі позитивної і негативної ділянок напруги  $ud$  при цьому однакові.

Забезпечити діапазон регулювання при змінах кута керування  $\alpha$  від 0 до  $\pi$  (як і при чисто активному навантаженні) можна вводячи в схему випрямляча так званий **нульовий діод** -  $VD0$  на рис. 7.5. Тепер, у момент часу, що відповідає  $\nu = \pi$ , де напруга вторинної обмотки трансформатора змінює полярність, відкривається  $VD0$ , тиристор  $VS1$  закривається, а струм протікає по колу  $L_H - R_H - VD0 - L_H$ .

Регульовальні характеристики для обох випадків наведено на рис. 7.6.

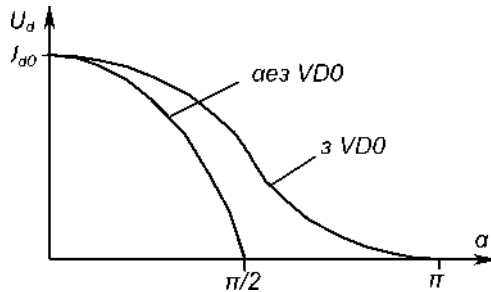


Рисунок 7.6 - Регульовальні характеристики керуваного випрямляча при активно-індуктивному навантаженні

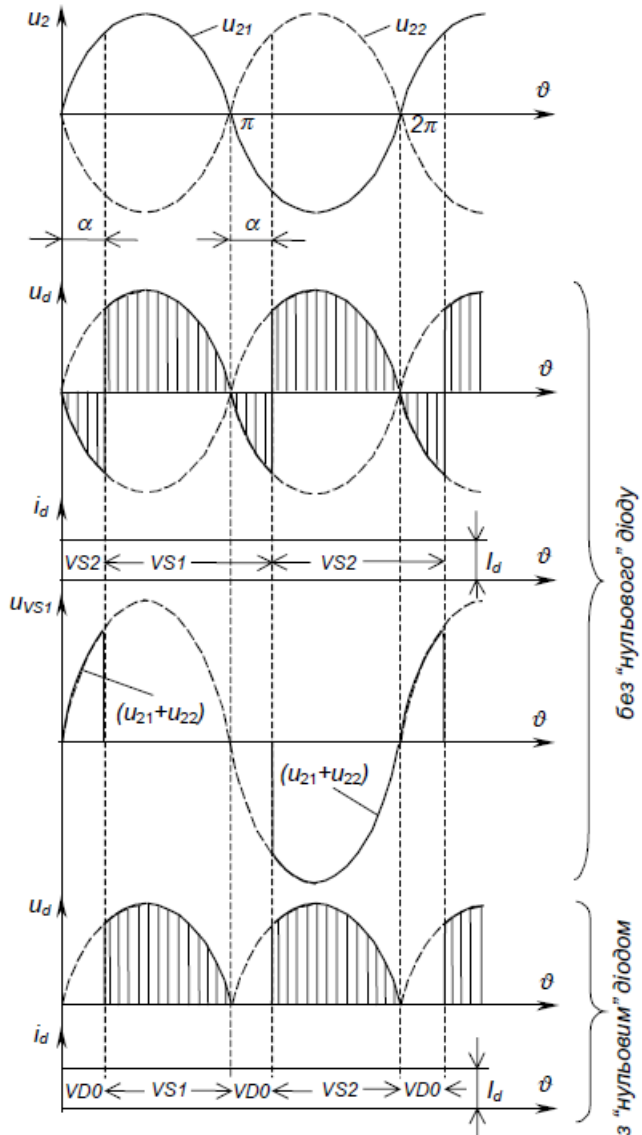


Рисунок 7.7 - Часові діаграми роботи однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом при активно-індуктивному навантаженні

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

---

1. *Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько С.В. та ін.* Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник. - Т. 1. Елементна база електронних пристроїв. К.: Обереги, 2000. - 300 с.
2. *Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько С.В. та ін.* Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник. - Т. 2. Аналогові та імпульсні пристрої. - Х.: Фоліо, 2002. - 510 с.
3. *Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько С.В. та ін.* Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник. - Т. 3. Цифрові пристрої. - К.: Каравела, 2008. - 400 с.
4. *Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифонюк В.В.* Промислова електроніка. - К.: Либідь, 1993. - 432 с.
5. *Забродин Ю.С.* Промышленная электроника. - М.: Высшая школа, 1982., 384 с.
6. *Горбачев Г.М., Чаплыгин Е.В.* Промышленная электроника. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 320 с.
7. *Красько А.С., Скачко К.Г.* Промышленная электроника. - Мн.: Высшая школа, 1984. - 208 с.
8. *Основы промышленной электроники / Руденко В.С., Сенько В.І., Трифонюк В.В.* - К.: Высшая школа, 1985. - 400 с.
9. *Колонтасєвський Ю.П., Сосков А.Г.* Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: Навч. посібник / За ред. А.Г. Соскова. 2-ге вид. - К.: Каравела, 2004. - 432 с.
10. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники: В 3 т.: Пер. с англ. 4-е изд., перераб. и доп. - М.: Мир, 1993.
11. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем. - М.: Мир, 1982. - 512 с.
12. *Силовые полупроводниковые приборы:* Справочник / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев и др. 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 400 с.
13. *Зельдин Е.А.* Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. - Л.: Энергоатомиздат, 1986. - 280 с.

14. *Гутников В.С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988. - 304 с.
15. *Федоров Б.Г., Телец В.А.* Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 320 с.
16. *Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А.* Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. - К.: Наукова думка, 1993. - 272 с.
17. *Сосков А.Г., Соскова И.А.* Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита: Учебник / Под ред. А.Г. Соскова. - К.: Каравелла, 2005. - 344 с.
18. *Электрические и электронные аппараты:* Учебник / Под ред. Ю.К. Розанова. 2-е изд. - М.: Информэлектро, 2001. - 420 с.
19. *Гершунский Б.С.* Справочник по расчету электронных схем. - К.: Вища школа, 1983. - 240 с.
20. *Резисторы:* Справочник / В.В. Дубровский, Д.М. Иванов, Н.Я. Пратусевич и др. / Под ред. И.И. Четверикова и В.М. Терехова. 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1991. - 528 с.
21. *Электрические конденсаторы и конденсаторные установки:* Справочник / В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Граевский и др. / Под ред. Г.С. Кучинского. - М.: Энергоатомиздат, 1987. - 656 с.
22. *Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности:* Справочник / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др. / Под ред. А.В. Голомедова. - М.: Радио и связь, 1989. - 384 с.
23. *Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности:* Справочник / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др. / Под ред. А.В. Голомедова. - М.: Радио и связь, 1989. - 384 с.
24. *Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы:* Справочник / С.В. Якубовский, Л.И. Ниссельсон, В.И. Кулешова и др. / Под ред. С.В. Якубовского. - М.: Радио и связь, 1989. - 496 с.
25. *Основы теории цепей:* Учебник / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. 5-е изд. - М.: Энергоатомиздат, 1989. - 528 с.
26. *Воронин П.А.* Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Додека-XXI, 2005. - 384 с.

27. *Семенов Б.Ю.* Силовая электроника: от простого к сложному. - М.: СОЛОН-Пресс, 2005. - 416 с.
28. *Мелешин В.И.* Транзисторная преобразовательная техника. - М.: Техносфера, 2009. - 632 с.
29. *Миловзоров О.В., Панков И.Г.* Электроника: Учебник для вузов. - М.: Высш. шк., 2004. - 288 с.
30. *Гольшико А.* Шаги в будущее. Шаг 3: смена инструментов // Радио. - № 4. - 2008. - С. 58-60.
31. *Паначевний Б.І., Свергун Ю.Ф.* Загальна електротехніка: Підручник. - К.: Каравела, 2009. - 296 с.
32. *Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г.* Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник. 2-е вид./За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2009. – 416 с.